

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

114387

LİNEER ASENKRON MOTORUN VEKTÖR KONTROLÜ

Hüseyin ALTUN

114387

T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON KURULU

DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK – ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

ELAZIĞ
2001

**T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

LİNEER ASENKRON MOTORUN VEKTÖR KONTROLÜ

Hüseyin ALTUN

**DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK – ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI**

Bu Tez, Tarihinde, Aşağıda Belirtilen Jüri Tarafından
Oybirliği / Oyçokluğu ile Başarılı / Başarısız Olarak Değerlendirilmiştir.

(İmza)

Danışman

Doç. Dr. Hasan KÜRÜM

(İmza)

Üye

(İmza)

Üye

Bu tezin kabulü, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu 'nun
.....// tarihi ve sayılı kararıyla onaylanmıştır.

ÖZET
DOKTORA TEZİ

LİNEER ASENKRON MOTORUN VEKTÖR KONTROLÜ

Hüseyin ALTUN

Fırat Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
2001, Sayfa:132

Bu tezde, sözde tek boyutlu manyetik alan analizi metodu yardımıyla bir lineer asenkron motora ilişkin kontrol amaçlı uygun bir matematiksel model elde edilmiştir. Bu model kullanılarak motorun, bilgisayar aracılığıyla vektör kontrolü simülasyonu yapılmıştır. Uygun bir matematiksel model elde etmek için, motora olumsuz yönde etki eden boyuna uç etkisi, enine kenar etkisi, deri etkisi ve malzemenin manyetik doyma etkisi göz önünde bulundurulmuştur.

Bunun için, lineer hareket yapan elektromanyetik sistemlerin, uygulamadaki ve literatürdeki yeri araştırılarak ortaya konmuştur. Bunun yanı sıra, yapılan literatür araştırmasında, bu sistemlerde kullanılan çözüm tekniklerinden, doğrudan manyetik alan çözüm yöntemi olan sözde tek boyutlu alan çözümleme metodunun, model olarak ele alınan ve Fırat Üniversitesi Müh. Fak. Elektrik-Elektronik Bölümü, Elektrik Makinaları Laboratuvarında mevcut bulunan bir çift yanlı lineer asenkron motor için uygun olacağı yapılan bu tez çalışması ile tespit edilmiştir.

İlk olarak motor için bazı varsayımlar yapılarak, manyetik alan ile ilgili tek boyutlu bir kısmi diferansiyel denklem elde edilmiştir. Bu denklemin çözümünde uç

etkisi terimleri dahil edilerek, motor için elde edilecek sonuçların uygun olması bakımından eşdeğer hava aralığı, eşdeğer elektriksel iletkenlik ve bunlardan tespit edilen bir iyileştirme faktörü hesaplanmıştır. Daha sonra manyetik alanda güç ve kuvvet hesaplamaları yapılarak, motora ilişkin değişik hız ve frekans değerleri için kurulan eşdeğer devre parametreleri hesaplanmıştır. Model için elde edilen teorik sonuçların doğruluğu, yapılan deney sonuçları ile karşılaştırılarak ortaya konmuştur. Kurulan matematiksel model açısından, teorik ve deneysel sonuçlar arasındaki hata yüzdesi %5 ile %10 arasında değiştiği tespit edilerek, sonuçlar arasında iyi bir uyum olduğu gösterilmiştir.

Kontrol amaçlı elde edilen lineer asenkron motorun matematiksel eşdeğer devre modelindeki parametreler, döner asenkron motorun eşdeğer devre parametrelerinden farklı olarak, lineer asenkron motorun sonlu uzunluktaki yapısı nedeniyle hız ve frekansa göre değişimleri, vektör kontrolü simülasyonu yapılan bu motorun kontrol algoritmasında göz önünde bulundurulmuştur. Döner asenkron motorun vektör kontrolü için tasarımılanan akım, hız ve akı kontrolörlerinden farklı olarak, lineer motorun vektör kontrolü için elde edilen eşdeğer devre modelinin değişken parametrelerinden yararlanılarak, simülasyon için, uygun kontrolör tasarımları yapılmıştır.

Bilgisayar ortamında lineer asenkron motorun vektör kontrolünü yapmak için MATLAB/SIMULINK programından yararlanılmıştır. Modelin hıza ve frekansa göre parametre değişimlerini göz önünde tutmak ve daha hassas sonuçlar almak için SIMULINK programında look-up tabloları kullanmak yerine, toolbox 'lardan oluşan vektör kontrolü programıyla on-line çalışan MATLAB program editöründe bir bilgisayar programı hazırlanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Lineer İndüksiyon Motorları, Lineer Asenkron Motorlar, Lineer Elektrik Makinaları, Vektör Kontrolü.

SUMMARY

PhD Thesis

VECTOR CONTROL OF THE LINEAR ASYNCHRONOUS MOTOR

Hüseyin ALTUN

Firat University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering

2001, Page : 132

In this thesis, the mathematical model of a vector controlled linear asynchronous motor has been obtained using quasi one dimensional magnetic field approach. In this mathematical model, longitudinal end effect, transverse edge effects, skin-effect and saturation due to the non linear characteristic of the magnetic material have been all taken into account.

For this purpose, a literature search has been done in order to find out the application areas of the linear motion electromagnetic systems. It has been found that, the quasi one dimensional field approach which is a direct magnetic field analysis method is convenient for the double-sided linear asynchronous motor which is already present at Firat Univ, Department of Electrical and Electronics Engineering machines laboratory.

First by making some assumptions, one dimensional partial differential equation governing the system has been obtained. For the solution of this partial differential equation, in steady state, by taking end-effect into account an equivalent goodness factor has been calculated which is determined from the equivalent air gap, electrical conductivity and the thickness of the secondary.

Then, from the calculations of the power and thrust in the magnetic field, the equivalent circuit parameters have been obtained for different speed and frequencies. Theoretical results of the model have been compared with the experimental results for steady state. The accuracy of the theoretical results has been verified by comparison with experimental results for a test motor. Good agreement is demonstrated. The percentage error between the theoretical and experimental results varies from 5% to 10%.

The linear asynchronous motor which is different from its rotary equivalent, has been simulated by using vector control schemes. Since the motor has a topological structure different from that its rotary counterpart, the parameters of the equivalent circuit modeling the linear asynchronous motor varies with both frequency and speed. The effect causes these variations is called the end-effect, which reduces the conventional magnetic field in the air gap and so the overall performance of the motor. Hence, this effect which causes the parameters variations has been taken into account in the mathematical model of the motor. Contrary to the design of current, speed and magnetic field controllers for the rotary motor, the controllers have been designed, for the simulation by using the changing equivalent circuit parameters of the linear motor.

In this study, Matlab/Simulink program has been used for obtaining the control results of the simulation. For better accuracy, instead of using look-up tables to compensate for the changing variables, a computer program has been developed in Matlab program editor which computes the speed and frequency dependent variables on-line with the program developed by using toolboxes in Matlab/Simulink program.

Key Words : Linear Induction Motors, Linear Electrical Machines, Vector Control.

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasında değerli fikirleri ve tecrübeleriyle bana yardımcı olan ve yönlendiren danışmanım Doç. Dr. Hasan KÜRÜM 'e göstermiş olduğu yakın ilgi ve yardımlarından dolayı şükranlarımı sunarım.

Fırat Üniversitesi, Müh. Fak., Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü 'ndeki öğretim üyesi elemanlarından, başta Doç. Dr. Sedat SÜNTER olmak üzere ve diğer hocalarıma, bana ilettikleri ve istifade ettiğim değerli bilgilerinden dolayı teşekkürü bir borç bilirim.

Teknik Eğitim Fakültesi, Elektrik Eğitimi Bölümü 'nden Dr. Zafer Aydoğmuş ve diğer mesai arkadaşlarıma, bana yazım konusunda yaptıkları yardımlardan dolayı teşekkür ederim. Elektronik-Bilgisayar Eğitimi Bölümü 'nden Doç. Dr. Z. Hakan Akpolat, Yrd. Doç. Dr. Hanifi Güldemir ve Doç. Dr. Muammer Gökbulut arkadaşlarıma katkılarından dolayı ayrıca teşekkür ederim.

Tez çalışması sırasında bana büyük sabır gösteren ve destek veren eşim Ayla ve kızım Büşra 'ya sevgilerimi sunarım. Ayrıca, hayatları boyunca büyük sıkıntılarla okumamda bana büyük yardımları olan anneme, babama ve kardeşlerime sevgilerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

ÖZET	II
SUMMARY	IV
TEŞEKKÜR	VI
İÇİNDEKİLER	VII
SİMGELER	X
ŞEKİLLER	XII
TABLolar	XV
FOTOĞRAFLAR	XV
1. GİRİŞ	1
1.1. Giriş	1
1.2. Lineer Asenkron Motorun Yapısı	2
1.3. Lineer Asenkron Motorların Uygulama Alanları	3
1.4. Lineer Asenkron Motorların Sınıflandırılması	4
1.5. Lineer Asenkron Motorun Modellenmesi	8
1.6. Lineer Asenkron Motorun Hız Kontrolü	9
2. LİNEER ASENKRON MOTORLAR İÇİN KULLANILAN ANALİZ	
TEKNİKLERİ	12
2.1. Doğrudan Manyetik Alan Analizi Metotları	12
2.2. Katman ve Fourier Metotları	16
2.3. Sonlu Elemanlar Metodu	21
2.3.1. İki Boyutlu Çözüm	22
2.3.2. Üç Boyutlu Çözüm	26
2.4. Sınır Elemanları Metodu	27
3. MODEL LINEER ASENKRON MOTOR ÜZERİNDE YAPILAN	
DENEYLER	28
3.1. Deney Sonuçlarının Elde edilmesi	28
3.2. Model LIM 'in Sürtünme Katsayısının Bulunması	31

3.3.	Model LIM 'in Atalet Momentinin Bulunması	37
4.	MODEL LİNEER ASENKON MOTORUN MATEMATİKSEL MODELİ	42
4.1.	Giriş	42
4.2.	Stator ve Rotor Yapıları	42
4.3.	Matematiksel Model	44
4.3.1.	Tek Yanlı LIM 'in Manyetik Alan Analizi	49
4.3.2.	Güç ve Kuvvet Hesaplamaları	58
4.4.	Matematiksel Model 'in Bigisayar ile Çözümü	61
4.4.1.	MRX Programının Hazırlanması	64
4.4.2.	LIMHX Ana Programı 'nın Hazırlanması	65
4.5.	Deneyisel Sonuçlar ile Teorik Sonuçların Karşılaştırılması	67
5.	MODEL LİNEER ASENKRON MOTORUN VEKTÖR KONTROLÜ .	74
5.1.	Giriş	74
5.2.	Uygun Devre Modelinin Geliştirilmesi	74
5.3.	Lineer Asenkron Motorun Dinamik Modeli	79
5.4.	Vektör Kontrolü	85
5.4.1.	Vektör Kontrolü Denklemlerinin Hazırlanması	87
5.4.2.	Manyetik Alan Zayıflatması	90
5.4.3.	Akım Kontrolörleri	92
5.4.4.	Hız Kontrolörü	93
5.4.5.	Alan Kontrolörü	94
5.5.	Vektör Kontrolü Sonuçları	95
6.	SONUÇ	103
	KAYNAKLAR	106
	EK-1: YAPILAN DENEY SONUÇLARI	112
	EK-2: R_2', M' ve R_m' İÇİN CEBİRSEL İŞLEMLER	115

EK-3:UÇ ETKİLERİ VE PROPAGASYON KATSAYILARINA SONUÇ	
İFADELERİ TÜRETMEK İÇİN YAPILAN İŞLEMLER	118
EK-4: KOORDİNAT DÖNÜŞÜMLERİ	121
E4.1. Üç Faz ve α - β Arası Dönüşümler	121
E4.2. α - β ve d-q Arası Dönüşümler	122
E4.3. Kuvvet Denklemi Üzerindeki Etkiler	122
EK-5: KONTROLÖR PARAMETRELERİNİN BULUNMASI	123
EK-6: LIMHX, MRX ve FVX PROGRAMLARI	125
E6.1. LIMHX Programı	125
E6.2. MRX Programı	131
E6.3. FVX Programı	132



SİMGELER

$\bar{A}$	: Magnetik vektör potansiyeli (Wb / m)
a	: $e^{j2\pi/3}$
B	: Magnetik indüksiyon (T), veya sürtünme katsayısı (N.m.s / rad)
d	: Kalınlık (m) veya senkron çatı eksen
e	: Elektromotor kuvveti, veya potansiyel düşüm (V)
F	: Öteleme kuvveti (N)
f	: Frekans (Hz)
G_e	: İyelik faktörü
g	: Hava aralığı (m), veya yerçekimi (m / s ²)
H	: Magnetik alan şiddeti (A / m)
I	: Akım (A)
Im	: İmajiner
J	: Atalet momenti (kg.m ²) veya akım yoğunluğu (A / m)
j	: $\sqrt{-1}$ veya çizgisel akım yoğunluğu (A / m)
K_{FX}	: Güç dengeleme faktörü
k	: Dalga numarası (1 / m)
k_e, k_h	: Histerezis ve Eddy kayıplarının tespiti için katsayılar
L	: İndüktans (H)
ℓ	: Uzunluk (m)
M'	: Ortak indüktans (H)
m	: Faz sayısı
n	: Döner hız (d / d)
P	: Kutup sayısı veya güç (W)
p	: Türev operatörü
Q	: Reaktif güç (VAR)
q	: Senkron çatı eksen
R	: Direnç (Ω)
Re	: Reel
S	: Kayma
T	: Moment (N.m)

t	: Zaman (s)
U	: Gerilim (V) veya lineer hız (m/s)
U_s	: Senkron doğrusal hız (m / s)
$\ddot{u}$	: Hız dönüştürme oranı
V	: Gerilim (V)
v	: Hız (m / s)
x	: Doğrusal yol (m)
W	: Sürme ağırlığı (kg)
Z	: Empedans (Ω)
α, β	: Duran çatı eksenleri
α_1, α_2	: Penetrasyon uzunluğu (m)
δ	: Difüzyon derinliği (m)
ψ	: Toplam skaler potansiyeli
ϕ	: Magnetik akı (Wb)
γ	: Propogasyon katsayısı
η	: Verim
λ	: Halkalama akısı (Wb)
μ	: Magnetik iletkenlik (H / m)
μ_r	: Relatif magnetik iletkenlik
μ_0	: Boşluğun magnetik iletkenliği (H / m)
θ	: Açısal yol (rad)
ρ	: Öz direnç ($\Omega.m$)
σ	: İndüksiyon kaçak katsayısı veya elektriksel iletkenlik (S / m)
τ	: Kutup adımı (m)
ω	: Frekans (rad / s)
$\bar{\nabla}$	: Nabla operatörü
*	: Kompleks eşlenik

ŞEKİLLER

Şekil 1.1:	Normal bir motorun lineer asenkron motor elde etmek için kesilip açılma işlemi.	2
Şekil 1.2:	Kısa primerli DSLIM.	5
Şekil 1.3:	Kısa sekonderli SLIM.	5
Şekil 1.4:	Döner hareketli motordan silindirik motorun elde edilmesi.	6
Şekil 1.5:	Üç fazlı bir silindirik motor.	6
Şekil 1.6:	Çift yanlı, C-çekirdekli ve sargıları dağıtılmış bir TFLIM.	7
Şekil 1.7:	LIM 'lerin sınıflandırılması.	7
Şekil 2.1:	LIM analizi için eksenler.	14
Şekil 2.2:	Uç etkileri dahil edilerek geliştirilen eşdeğer devre.	15
Şekil 2.3:	Tek yanlı bir LIM 'in genel görünümü.	17
Şekil 2.4:	Bir motor dizisi.	18
Şekil 2.5:	Katman analizi için sekonder modeli.	18
Şekil 2.6:	Matematiksel modelin enine görünümü.	20
Şekil 2.7:	a-) LIM 'den boyuna bir kesit, b-) Bu kesit alanında yapılan eleman dağılımı.	25
Şekil 3.1:	Deney setinin genel bir görünümü.	28
Şekil 3.2:	Gerilime göre demir ve sürtünme + vantilasyon kayıplarının değişimi.	35
Şekil 3.3:	Hıza göre moment ve kuvvet değişimleri.	38
Şekil 3.4:	Motorun boşta a-) zaman göre d/d ve b-) zamana göre m/s olarak hızlanması ve yavaşlaması.	40
Şekil 4.1:	Döner asenkron motorun faz başı eşdeğer devresi.	45
Şekil 4.2:	Faz başı LIM eşdeğer devresi.	45
Şekil 4.3:	Baz alınan tek yanlı LIM 'in şematik görünümü.	48
Şekil 4.4:	Sözde tek boyutlu analizde kullanılan tek yanlı LIM modeli.	49
Şekil 4.5:	CIGGT test LIM 'in analiz sonuçları.	62
Şekil 4.6:	Çelik malzemenin B-H eğrisi ve komşu iki nokta arasında çizilen doğru.	65

Şekil 4.7:	MRX alt programının vektör akış diyagramı.	66
Şekil 4.8:	LIMHX ana programının vektör akış şeması.	67
Şekil 4.9:	Elde edilen sonuçların değişik frekans değerlerinde hıza göre değişimleri.	69
Şekil 4.10:	Sabit gerilim altında deneysel ile teorik hız-kuvvet karakteristiklerinin karşılaştırılması.	70
Şekil 4.11:	Hava aralığı toplam manyetik alanının çeşitli sabit frekans değerleri için motor uzunluğu boyunca efektif değişimi.	71
Şekil 4.12:	Motor uzunluğu boyunca uc etkisi alan dalgaları, normal alan dalgası ve toplam alan dalgasının değişimi.	72
Şekil 4.13:	Hava aralığındaki alan değişimlerinin fazörleri ve fazör uçlarının yer değiştirme yörüngeleri.	73
Şekil 5.1:	(a) Döner asenkron motorun, (b) Geliştirilen Lineer Asenkron motorun eşdeğer devreleri.	75
Şekil 5.2:	Primer, sekonder ve senkron çatılar.	81
Şekil 5.3:	(a) q eksenli ve (b) d eksenli eşdeğer devre.	83
Şekil 5.4:	Model LIM dinamik davranışı için , Matlab/Sim. programında yazılmış program akış şeması.	83
Şekil 5.5:	Zamana göre (a) kuvvet, (b) lineer hız ve hıza göre (c) R_2 , (d) L_m değişimleri.	84
Şekil 5.6:	İnverter ile beslenen lineer asenkron motorun dolaylı vektör kontrolü şeması.	86
Şekil 5.7:	Alan zayıflatması.	91
Şekil 5.8:	Alan kontrollü ve rotor alan yönlendirmeli dolaylı vektör kontrolü şeması.	92
Şekil 5.9:	Akım kontrol döngüsü.	93
Şekil 5.10:	Hız kontrol döngüsü.	94
Şekil 5.11:	Alan kontrol döngüsü.	94
Şekil 5.12:	Model LIM için Matlab/Simulink programında yazılan programın akış şeması.	95
Şekil 5.13:	Motor hızının sıfırdan 9 m/s 'ye yükselmesi ve bu esnada akımların değişimi.	96

Şekil 5.14: Motor hızının 9 m/s 'den 18 m/s 'ye yükselmesi ve bu esnada akımların değişimi.	97
Şekil 5.15: Motor hızının 18 m/s 'den 4.5 m/s 'ye düşmesi ve bu esnada akımların değişimi.	97
Şekil 5.16: Motor hızının 4.5 m/s 'den -9 m/s 'ye yükselmesi ve bu esnada akımların değişimi.	98
Şekil 5.17: Motor hızının -9 m/s 'den 9 m/s 'ye yükselmesi ve bu esnada akımların değişimi.	98
Şekil 5.18: Motor hızının 9 m/s 'den 0 m/s 'ye düşmesi ve bu esnada akımların değişimi.	99
Şekil 5.19: 0-60 saniyeleri arasında motor hızının ve akımlarının değişimi.	99
Şekil 5.20: 0-60 saniyeleri arasında motor öteleme kuvvetinin değişimi.	100
Şekil 5.21: 0-60 saniyeleri arasında motor akılarının ve mıknatıslanma endüktansının değişimi.	100
Şekil 5.22: 0-60 saniyeleri arasında motorun sekonder direncinin değişimi.	101
Şekil E2.1. Akımların fazör ilişkisi.	115
Şekil E5.1. Kontrol döngüsü.	123
Şekil E5.2. Kutup ve sıfırların kompleks düzlemde yerleşimi.	124

TABLolar

Tablo 2.1: Kanada Queen Üniversitesi 'ndeki deneysel LIM 'in tasarım verileri. .	25
Tablo 3.1: İki Yanlı LIM 'in tasarım parametreleri.	29
Tablo 3.2: Sürtünme katsayısının hesaplanması için alınan faz başı deney sonuçları.	35
Tablo 3.3: $U=213$ V ve $f=50$ Hz için iki yanlı LIM 'e ilişkin deneysel hız, moment ve kuvvet değerleri.	38
Tablo 4.1: Model LIM faz sargılarının direnç ve endüktans değerleri.	44

FOTOĞRAFLAR

Fotoğraf 4.1: İki yanlı LIM 'in stator görünümü.	43
Fotoğraf 4.2: İki yanlı LIM 'in bir görünümü.	44

1. GİRİŞ

1.1. Giriş

Lineer hareket elde etmek için dişli gibi dönüştürücülerle kullanılan döner tip elektrik makinalarının yerine lineer makinaları kullanmak güç kaybını azaltmaktadır. Lineer makinaların en belirgin özelliği, dönme hareketini doğrusal harekete çeviren dişli gibi dönüştürücülere gerek duyulmaksızın lineer hareketi meydana getirmeleridir. Bunun yanında basit, güçlü, güvenilir ve emniyetli olmaları, değişik koşullara uyabilme yetenekleri ve dairesel hareketi doğrusal harekete çevirmek için mekanik dönüştürücülere ihtiyaç duymamaları lineer makinaları tercih edilir hale getirmektedir. Diğer bazı avantajları aşağıda maddeler halinde sıralanmıştır (Nasar ve Boldea, 1985).

- 1- Yüksek hızlanma ve frenleme kabiliyetine sahiptirler. Özellikle yer taşımacılığında kullanıldıklarında bu avantajdan dolayı hızlanma ve frenleme için araç ve tekerlek donanımına fazla gerek duyulmamaktadır.
- 2- Mekanik ve elektriksel olarak iyi korunabildikleri için çevreye karşı zararsızdırlar.
- 3- Kurulumları, tamiratları ve bakımları kolaydır.
- 4- Mekaniksel temas olmaksızın sekonderde bir öteleme kuvveti meydana getirmektedirler.
- 5- Primer ile sekonder arasında meydana gelen dikey (normal) kuvvetten dolayı hızlı yer taşımacılığında levitasyon makinaları olarak da kullanılmaktadır.

Bu avantajlara sahip lineer asenkron motorlar, değişken hızlı kontrol sistemleri olarak çeşitli endüstri alanlarında yaygın bir şekilde kullanılmaya başlanmıştır (Lee ve diğ., 1998).

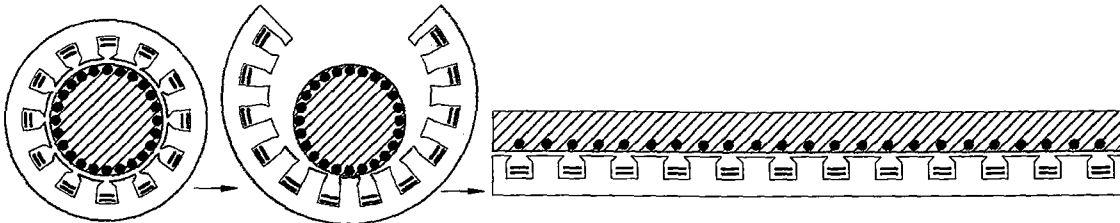
Bu tezin amacı, çift yanlı bir lineer asenkron motorun kontrol amaçlı uygun bir matematiksel modeli elde edilerek vektör kontrolünü yapmaktır. Bunun için motora ilişkin model ortaya konulmadan önce, şimdiye kadar yapılan araştırmalarda kullanılan çözüm tekniklerinin iyi bilinmesi ve buradan hareketle de lineer motor için uygun çözüm tekniğini ortaya koymak gerekir. Konunun detayına girmeden önce motorun yapısı ve özellikleri iyi bilinmelidir.

1.2. Lineer Asenkron Motorun Yapısı

Hemen hemen her döner hareket yapan elektrik makinası için karşılık gelen ve lineer hareket yapan bir elektrik makinası vardır. Bu nedenle, genel olarak bütün lineer hareket yapan elektrik makinaları lineer hareket yapan elektromanyetik sistemler olarak adlandırılır (LHES). Bu grupta bulunan her elektromanyetik sistemin bir elemanı diğer bir elemanına göre yatay ve/veya dikey hareket yapacak şekildedir. Yatay yönde hareket üreten bir kuvvete öteleme, itme veya çekme kuvveti denilmektedir. Öte yandan, öteleme kuvveti doğrultusuna dik bir düzlemde bulunan kuvvete de dikey kuvvet denilmektedir. Lineer makinalar genellikle motor modunda uygulama alanı (regeneratif çalışma modu hariç) bulmaktadır ancak, nadiren de olsa generatör olarak kullanılmaktadır (Boldea ve Nasar, 1997). Bir LHES 'i döner hareketli makinalardan ayıran özelliklerden birisi LHES 'de dikey kuvvetin bulunmasıdır.

Döner hareket yapan bir elektrik makinasına karşılık gelen lineer hareket yapan bir elektrik makinası geliştirildiği takdirde, elde edilen yeni makinanın topolojik özellikleri değişmesi yanında çalışma karakteristikleri ve tasarım kriterleri de önemli derecede değişir. Makinanın manyetik devresindeki topolojik değişimler sonucu döner hareketli makina teorisiyle açıklanamayan yeni elektromanyetik olaylar rol oynamaya başlar. Bu bakımdan, makinayı modellemek için daha önce kullanılan analiz metodlarının değiştirilmesi ya da yeni metodların geliştirilmesi gerekir.

Şekil 1.1 'de döner asenkron makinanın lineer hareket yapan eşdeğeri olan ve lineer asenkron makina (LIM) olarak bilinen bu makina görülmektedir. Şekil 1.1 'de görüldüğü gibi lineer makina döner makinanın kesilip açılması sonucu elde edilmektedir. Genellikle lineer makinanın stator tarafı primer ve rotor tarafı ise sekonder diye anılmaktadır.



Şekil 1.1. Normal bir motorun lineer asenkron motor elde etmek için kesilip açılma işlemi.

Lineer makinada, demir nüve ve sargılardan oluşan primer tarafın bir başlangıcı ve bir sonu olduğu için sonlu uzunluktadır. Primer yapısının bu şekilde olması uç etkileri diye bilinen manyetik olayların meydana gelmesine neden olmaktadır. Bu etkiler döner makinalarda yapılarının sürekli olması nedeniyle söz konusu değildir.

1.3. Lineer Asenkron Motorların Uygulama Alanları

Lineer elektrik makinalarının performansı, güç faktörü ve verim açısından, nadiren eşdeğerleri döner elektrik makinalarının performansına ulaşmaktadır. Ancak bir çok uygulamada, performanstaki bu düşüş doğrusal hareket elde etmek için döner makinalarla kullanılan donanımdan dolayı meydana gelen düşüşten daha azdır. Ayrıca lineer makinalarda, döner eşdeğerlerinde olmayan bir çok karakteristik bulunmaktadır (Sadler ve Davey, 1971; Laithwaite, 1986). Bu nedenle, lineer asenkron motorlar aşağıda sıralanan yerlerde yaygın olarak kullanılmaktadır (Eastham, 1985).

- 1- Yüksek hızlı yer taşımacılığında,
- 2- Konveyör (yürüyen band) sistemlerinde,
- 3- Mekanik kolları çalıştırmada,
- 4- Sıvı metal pompalarında,
- 5- Kompresörlerde,
- 6- Tekstil sanayiinde,
- 7- Sürme tipi (sürgülü) kapılarda,
- 8- Büyük disklerin hareketinde,
- 9- Disket/disk sürücülerinde,
- 10- Otomobil sanayiinde,
- 11- Yüksek gerilim devre kesicilerinde,
- 12- Tıp alanında (suni kalp çalıştırma cihazı olarak (Yang ve Nasar, 1988)),
- 13- Kaplamacılıkta ve
- 14- Çelik sanayiinde.

Lineer motorların yoğun bir şekilde pazar yeri bulamamalarına rağmen, bir çok üretici firma bunları üreterek kazanç sağlayabilmektedir. Örneğin İngiltere 'de 'Davy

Lineer Motors Limited' şirketi 60 'lı yıllardan beri yaklaşık yarım milyon adet lineer motor üreterek satmıştır (McLean, 1988).

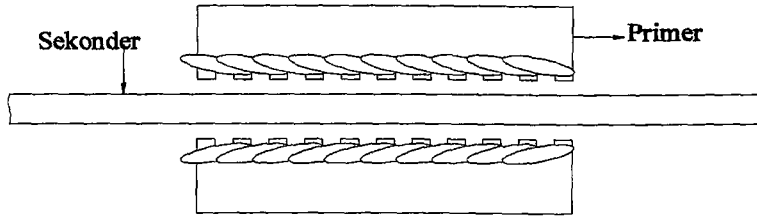
Günümüzde hemen hemen bütün döner elektrik makinalarının lineer eşdeğerleri uygulama yeri bulmaktadır. Konunun tarihsel gelişimini ele alan ve Laithwaite (1987) tarafından yazılan bir kitapta, lineer motorun ilk bulunuşu 1845 'te Charles Wheatstone tarafından icat edilen relüktans tipi lineer motora dayandırılmaktadır. Lineer motorlar arasında en çok uygulama alanı bulan lineer asenkron motorlardır.

1.4. Lineer Asenkron Motorların Sınıflandırılması

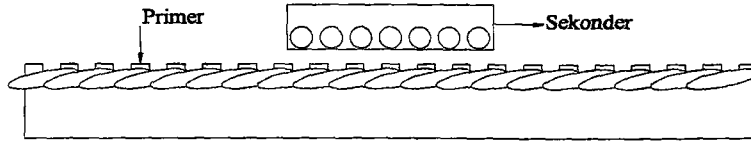
Bir LIM 'in manyetik devresinin topolojisi çok kolay değiştirilebilir olmasından dolayı, döner hareket yapan asenkron motorlara göre değişik bir çok LIM çeşitleri vardır. Bu nedenle, bu makinalara ilişkin sistematik bir sınıflandırma yapılmadıkça her makinayı ayrı ayrı ele alıp incelemek zor olmaktadır.

Hatırlanacağı gibi bazı LIM 'lerde, biri hareket doğrultusunda ve diğeri hareket doğrultusuna dik olmak üzere iki kuvvet meydana gelmektedir. Dik kuvvet, primer ve sekonder arasında ya itme ya da çekme kuvveti şeklindedir. Meydana gelen dik kuvvet primer üzerinde sekonderin havaya kaldırılmasını sağlıyorsa, bu tür makinalar levitasyon makinası olarak adlandırılmaktadır. Öte yandan, sadece öteleme kuvveti üreten makinalara lineer motor denilmektedir. Lineer motor ve levitasyon makinası kategorileri çok geniştir ancak, LIM 'ler topolojik açıdan sınıflandırılmaktadır.

LIM 'lerin en yaygın olanı çok fazlı olanlarıdır. Döner hareketli ve çok fazlı asenkron motorlarda olduğu gibi, çok fazlı LIM 'lerde hava aralığı manyetik alanı hareketli bir manyetik alandır. Bir LIM 'in hava aralığı alanı, döner hareketli ve çok fazlı asenkron motorunkinden farklı olarak, genellikle ileri yönde bir bileşen, geri yönde bir bileşen ve manyetik devrenin süreksizliğinden dolayı titreşimli bir bileşen olmak üzere üç bileşene sahiptir. Ancak, ileri yön bileşeni en etkin bileşen olarak sekonderde indüklenen akımlarla etkileşmesi sonucu faydalı kuvvet oluşumuna neden olmaktadır. Yine döner hareketli motora zıt olarak, bir LIM 'in sekonderi sabit primeri hareketli ya da primeri sabit sekonderi hareketli olabilmektedir.



Şekil 1.2. Kısa primerli DSLIM.



Şekil 1.3. Kısa sekonderli SLIM.

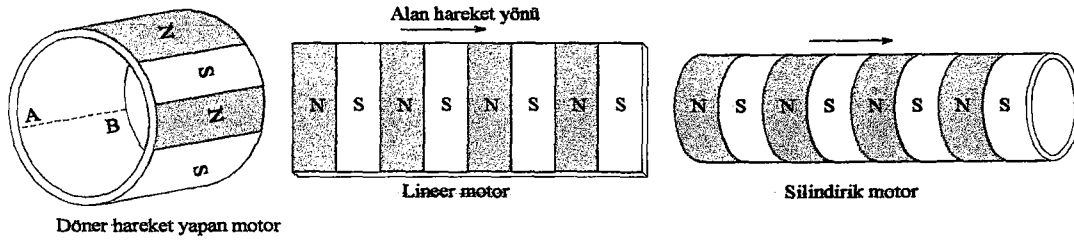
Primer ile sekonder arasındaki uzunluk farkına bağlı bir şekilde bir LIM kısa primerli (Şekil 1.2) veya kısa sekonderli (Şekil 1.3) olabilmektedir. Ayrıca, Şekil 1.2 'de görüldüğü gibi çift yanlı bir LIM (DSLIM) oluşturmak için karşı karşıya bulunan iki primere sahip olabilmektedir. Şekil 1.3 'teki gibi eğer LIM 'in tek bir primeri varsa, o zaman tek yanlı LIM (SLIM) adını almaktadır.

Bir LIM 'in sekonderi, bazen ferromanyetik bir malzeme olan demirle (arka demir) alüminyum veya bakır gibi bir tabakanın yan yana getirilmesiyle oluşturulur. Ayrıca, sekonder bilinen kafes türden de olabilmektedir. Ancak, sargılı tip sekonder hemen hemen hiç kullanılmamaktadır.

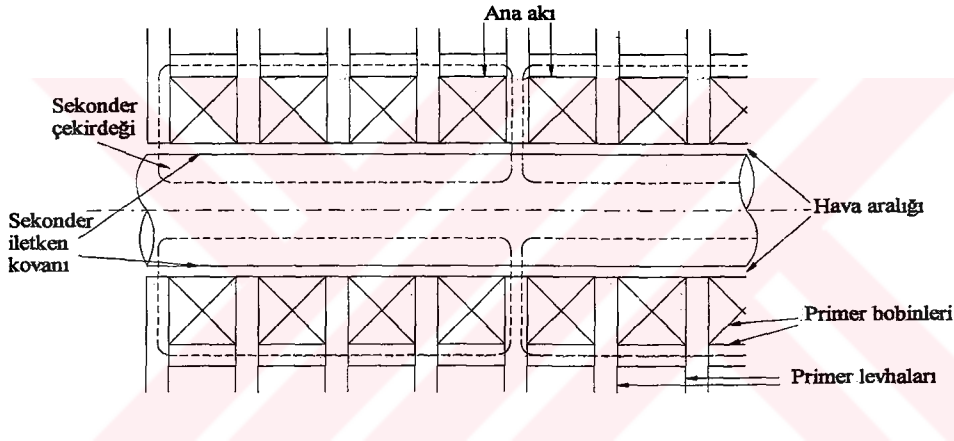
Döner hareketli motorlarda olduğu gibi bir LIM üç fazlı, iki fazlı veya tek fazlı olabilmektedir. Tek fazlı bir LIM 'de kalkış mekanizması, döner hareketli tek fazlı asenkron motorda olduğu gibidir. Bu bakımdan, tek fazlı bir LIM gölge kutuplu veya kondansatör de içeren yardımcı bir sargıya sahip olabilmektedir.

LIM 'ler döner hareketli asenkron makinaların kesilmesi, açılması ve daha sonra düzlemsel hale getirilmesi sonucu, elde edildikleri için düzlemsel LIM adını da almaktadır. Şekil 1.4 'te görüldüğü gibi, eğer düzlemsel halde bulunan primer alan hareketi yönüne paralel bulunan bir eksen etrafında tekrar yuvarlatılacak olursa, tamamıyla değişik bir silindirik yapı oluşturularak manyetik alanın oluşan primer yarığı boyunca hareket etmesi sağlanmış olur. Böyle motorlara silindirik ya da eksenel akı

motorları denilmektedir (Liu ve Kuo, 1993; Nasar ve diğ., 1994; Adam ve diğ., 1998). Şekil 1.5 'te üç fazlı silindirik bir motor gösterilmektedir.

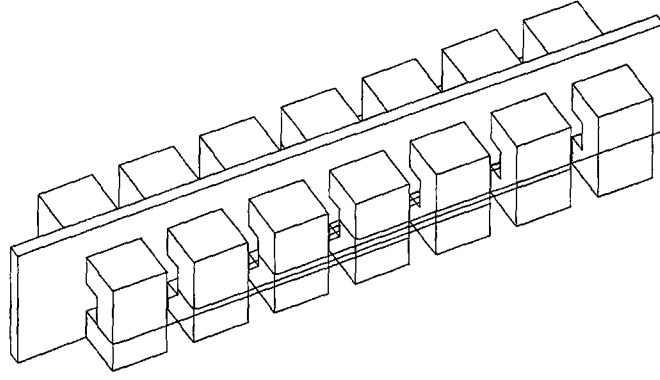


Şekil 1.4. Döner hareketli motordan silindirik motorun elde edilmesi.

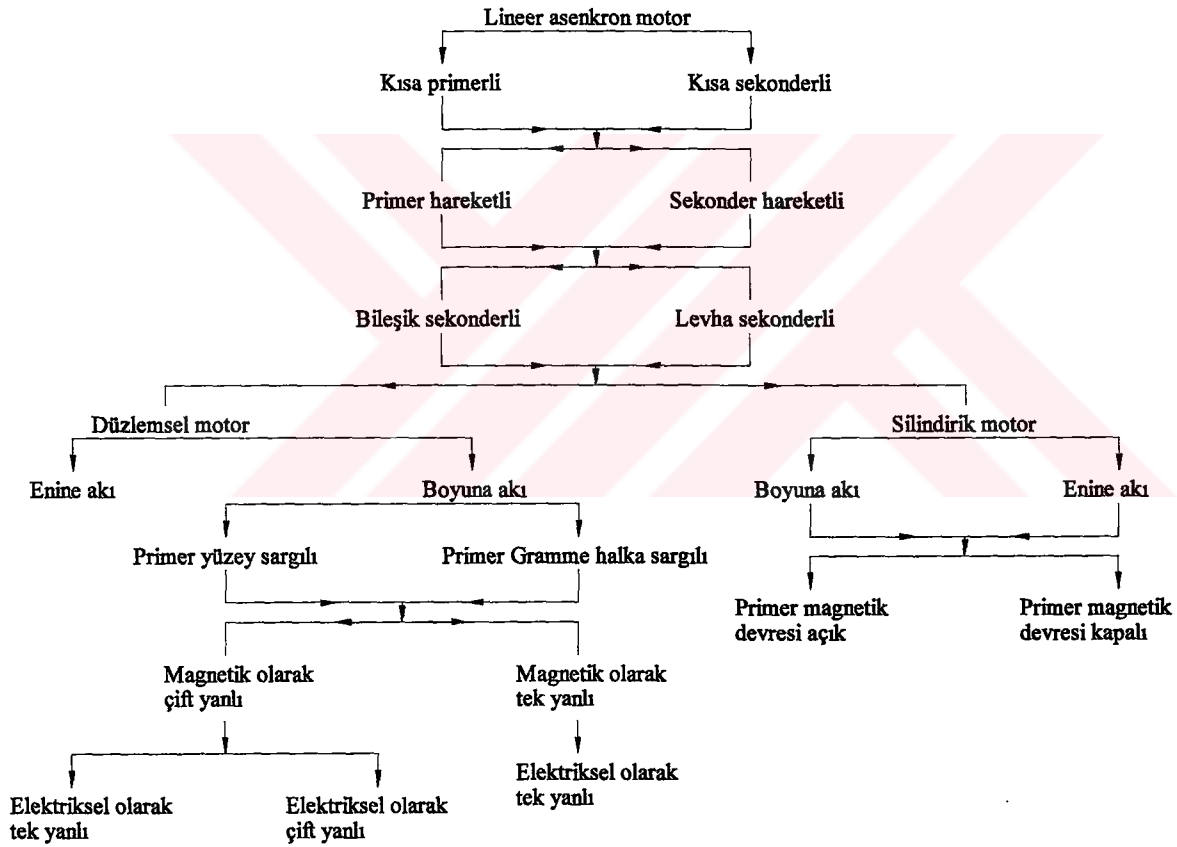


Şekil 1.5. Üç fazlı bir silindirik motor.

Düzlemsel LIM ve silindirik LIM, çekirdekteki manyetik akının hareket yönünde bulunduğu motor sınıfına girmektedir. Bu tür motorlara ayrıca, boyuna akı motorları da denilmektedir. Elektromanyetik devreler üzerinde değişiklikler yapılarak çekirdekteki manyetik akı hareket yönüne dik bir düzlemde olması sağlanabilmektedir. Çekirdekteki manyetik akı hareket yönüne dik bir düzlemde bulunan motorlara enine akı motorları (TFLIM) denilmektedir (Laithwaite, 1973). Şekil 1.6 'da enine bir akı motoru şeması ve Şekil 1.7 'de topolojik açıdan LIM 'lerle ilgili bir sınıflandırma şeması verilmektedir. Şekil 1.7 'deki şema tam bir sınıflandırma seması olmamasına rağmen, yine de önem taşıyan bütün LIM motorlarını içermektedir.



Şekil 1.6. Çift yanlı, C-çekirdekli ve sargıları dağıtılmış bir TFLIM.



Şekil 1.7. LIM 'lerin sınıflandırılması.

Bu çalışmada düzlemsel, çift yanlı, kısa primerli, üç fazlı ve doğrusal hareketi sürekli kılmak için sekonderi çelik diskten oluşan bir lineer asenkron motor kullanılmıştır. Bu motorla ilgili tasarım parametreleri (Kürüm, 1990), çeşitli akım, hız

ve frekans değerlerinde motor performansının ölçüldüğü ve bu ölçüm sonuçlarından motorun sürtünme katsayısı ve atalet momentinin bulunmasıyla ilgili geniş bilgiler 3. ünite de verilmektedir.

1.5. Lineer Asenkron Motorun Modellenmesi

Lineer asenkron motoru döner hareket yapan eşdeğerinden farklı kılan manyetik devresindeki topolojik değişimler sonucu meydana gelen elektromanyetik olaylardır. Bu elektromanyetik olaylar, motor performansını olumsuz yönde etkileyen uç etkilerini doğurur (Shturman ve Aranov, 1946). Bu bakımdan makinayı modellerken, bu olumsuz yöndeki etkileri de göz önünde bulundurmak için daha önce kullanılan analiz metotlarının değiştirilmesi ya da yeni metotların geliştirilmesi gerekir (Yamamura, 1972; Poloujadoff, 1980; Boldea ve Nasar, 1985; Gieras, 1994).

Şimdiye kadar yapılan çalışmalarda, lineer asenkron motoru modellemek için kullanılan metotlar doğrudan manyetik alan metotları, Fourier metotları, Sonlu Elemanlar metodu ve Sınır Elemanları metodudur. Bu konuda yapılan bütün araştırmalar, motorun primeri ile sekonderi arasındaki hava aralığı manyetik alan denklemlerinin kurulması ve çözümüne dayanmaktadır. Bu manyetik alan denklemleri, $\vec{A}$ manyetik vektör potansiyeli terimleri cinsinden, sabit bir referansa göre, belli bir bağıl hızla hareket eden bir motorun genel bir bölgesi için kurulan 3 boyutlu Maxwell denklemlerinden türetilmektedir (Dawson ve diğ., 1985; Rodger ve diğ., 1986; Yoshida 1986).

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} \nabla \vec{A} = -\sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - (\vec{v} \cdot \nabla) \vec{A} \sigma + \vec{J}_s \quad (1.1)$$

Çözümün daha basit olması açısından, motorun elektromanyetik devre özellikleri göz önünde bulundurularak yapılan varsayımlarla çeşitli ihmaller yapılarak, yukarıdaki 3 boyutlu denklemden bir veya iki boyutlu denklemler türetilmektedir. Daha sonra, elde edilen denklemler ya doğrudan ya da bilinen nümerik metotlardan Sonlu Elemanlar Metodu veya Sınır Elemanları Metodu kullanılmaktadır (Zienkiewicz, 1977; Silvester

ve Ferrari 1983; Nonaka ve Ogawa, 1986). Bu konuda kullanılan çözüm teknikleriyle ilgili daha detaylı bilgiler 2. ünite de verilmektedir.

Bu motorlara ilişkin çeşitli akım, frekans ve hız değerlerinde performans hesaplamalarının yapılabilmesi için genellikle, döner elektrik makinalarında olduğu gibi elektriksel eşdeğer devre modelleri kullanılmaktadır. Bu eşdeğer devre modelleri elde edilirken, genellikle yukarıda verilen manyetik alan denkleminin çözüm sonuçlarından yararlanılmaktadır (Gieras ve diğ., 1987; Pai ve diğ., 1988). Ancak bu eşdeğer devre modelleri, döner asenkron motorlara benzer boşa çalışma ve tutulmuş rotor deneysel sonuçlarından da elde edilebilmektedir (Zhang ve diğ., 1995).

Bu tez çalışmasında, vektör kontrolü yapılan bir lineer asenkron motorun sonlu yapısından dolayı motor performansına olumsuz yönde etki eden ve döner motor eşdeğerinden farklı kılan uç etkileri göz önünde bulundurulmuştur. Ayrıca, bu etkiler nedeniyle motor için kurulan eşdeğer devre modelindeki parametrelerin hıza ve frekansa göre değişimi dikkate alınmıştır. Lineer asenkron motora ilişkin eşdeğer devre modelinin elde edilmesi ve bu model kullanılarak yapılan performans hesaplamalarından elde edilen sonuçların deneysel sonuçlarla karşılaştırılması 4. ünite de verilmektedir.

1.6. Lineer Asenkron Motorun Hız Kontrolü

Günümüzde hızlı elektronik güç anahtarları ve mikroişlemci/mikrodenetleyicilerin (Transputer, Vektör İşlemcileri, DSP vs.) bulunması, elektrik motorlarının sürülmesinde ve kontrolünde kullanılan inverter gibi sürücü sistemlerinin gelişmesinde ve endüstride çok kullanılmasında büyük rol oynamaktadır (Bucci, 1994). Elektrik motorlarında sürücü sistem olarak kullanılan inverterler, kontrol algoritmasına bağlı olarak, motora giriş geriliminin genliğinde ve frekansında değişiklik yaparak arzu edilen şekilde enerji transferini yapan güç üniteleridir. Bu sürücü sistemleri sayesinde, elektrik motorunun nominal çalışma aralığında arzu edilen hızda belli bir yükü beslemesi durumundaki performansı artmaktadır (Boldea ve Nasar, 1992).

Endüstride asenkron motorlar için en yaygın olarak kullanılan metotlar skalar kontrol (V/f kontrol) ve vektör kontrolüdür (Alan Yönlendirmeli Kontrol) (Lu, 1993;

Tsai ve Chan, 1999). Skalar kontrolde motor hızının yüke ve gerilim düşümlerine bağlı olarak değişmesi, motor besleme frekansının büyük oranda değiştirilmesi sırasında sistemin kararsız çalışma konumuna geçebilmesi, küçük hızlarda moment titreşimlerinin ve moment kayıplarının ortaya çıkması gibi bazı dezavantajlar, skalar kontrol performansının vektör kontrolüne göre düşük olmasına neden olmaktadır. Ancak, skalar kontrolde, güç elektroniği ve kontrol devreleri basit ve maliyeti düşük olmaktadır. Vektör kontrolünde ise küçük hızlarda kararlı çalışabilmesi, moment kaybının olmaması, momentin titreşimsiz olması, ani yük değişimlerinden ve gerilim düşümlerinden çıkış hızının etkilenmemesi gibi bazı avantajlar vektör kontrolünün tercih edilmesine neden olmaktadır (Sünter, 1995; Dindoruk, 1998). Oysa, vektör kontrol algoritması skalar kontrol algoritmasına göre daha karışıktır.

Genel olarak 3-fazlı asenkron motorlarda, stator ve rotor magnetik alan uzay vektörlerinin yönleri arasındaki açı çalışma koşullarına bağlı olarak değiştiğinden bu iki vektör arasındaki etkileşim nedeniyle moment kontrolü D.C. motorlardaki gibi doğrudan yapılamamaktadır (Isastia ve diğ., 1998). Ancak, asenkron motorun rotor sargısının magnetik alanı D.C. motordaki alan sargısının magnetik alanına benzetilebilir. Bunun için motora ilişkin denklemler senkron hızla dönen dq eksen takımında kurularak (Krause ve Thomas, 1965) d eksen rotor magnetik alan vektörüyle çakıştırılacak olursa, seçilen referans çatıdaki rotor magnetik alan vektörünün q bileşeni sıfır olacaktır. Bu durumda motorda üretilen moment D.C. motordakine benzer rotor magnetik alanının d bileşeni ile stator akımının q bileşeninin çarpımıyla doğru orantılı olacaktır. Bunun sonucu olarak D.C. motordaki gibi üretilen moment bağımsız bir şekilde, rotor magnetik alanının d bileşeni sabit tutularak ve stator akımının q bileşeni ayarlanarak kontrol edilebilmektedir. Asenkron motorlarının kontrolü için kullanılan kontrol metotlarından birisi de yukarıda anlatıldığı gibi Alan Yönlendirmeli Kontrol Metodu'dur. Bu metoda ayrıca Vektör Kontrol Metodu da denilmektedir.

Vektör Kontrolü, dolaylı ve doğrudan kontrol metodu diye iki alt sınıfa ayrılmaktadır. Bunlardan dolaylı vektör kontrol metodunda, hava aralığı manyetik alan vektörü dolaylı bir şekilde motor hızından hesaplanan kayma frekansı ve motor parametreleri yardımıyla bulunmaktadır. Motor parametrelerinin sıcaklık, magnetik doyma ve lineer motor söz konusu ise uç etkilerinden dolayı hız ve frekansa bağlı değişmesi bu kontrol metodunu zorlaştırmaktadır (Kwon ve diğ., 1997). Oysa, lineer

asenكرون motora ilişkin bu etkiler göz önünde bulundurularak motora ilişkin uygun bir model ortaya konulacak olursa dolaylı vektör kontrol metodunu uygulamak mümkün olacaktır. Yapılan bazı araştırmalarda lineer asenkron motorun, uç etkileri nedeniyle mıknatıslanma indüktansının hıza göre değişimi bir dengeleme faktörüyle göz önünde bulundurularak dolaylı vektör kontrolü yapılmıştır (Sung ve Nam, 1999). Doğrudan vektör kontrol metodunda ise hava aralığındaki manyetik alanı duyargalar yardımıyla doğrudan ölçülmektedir.

Lineer hareketi mekaniksel temas olmadan üretmeleri, lineer asenkron motorların son zamanlarda birçok alanda değişken hız sistemi olarak kullanılmalarını cazip hale getirmiştir. Bu motorların kontrolü için yapılan araştırmalarda daha çok vektör kontrol metodları kullanılmıştır. Bu motorlarda vektör kontrolünü uygulayabilmek için, döner asenkron motorun eşdeğer devre modeline benzer ve hava aralığındaki elektromanyetik alan denkleminin çözümünden yararlanılarak uyarlanan bazı devre modelleri kullanılmıştır. Bazı araştırmacılar düşük hızlı lineer asenkron motorlarda uç etkilerini ihmal ederek, bu motorların kontrolü için döner makinanın modelini kullanmışlardır (Ogino ve diğ., 1993; Tsai ve Chen, 1999). Ancak, yüksek hızlı lineer motorlarda uç etkileri, düşük kayma bölgesinde motorun hava aralığı manyetik alanı üzerinde olumsuz yönde büyük ölçüde etki yaptıkları ve bunun sonucu olarak motorun güç faktörünü ve verimini önemli derecede düşürdüğü için, göz önünde bulundurulmaları gerekir.

Bu çalışmada, hız kontrolünün simülasyonu yapılan lineer asenkron motorda dolaylı rotor manyetik alan yönlendirmeli vektör kontrol yöntemi kullanılmıştır. Bunun için, uç etkilerini de göz önünde bulunduran, döner makinanın eşdeğer devre modeline benzer d ve q eksenli devre modelleri elde edilmiştir. Daha sonra bu devre modelleri için kurulan denklemlerden faydalanarak motorun MATLAB/SIMULINK programında vektör kontrolü simülasyonu yapılmıştır. Vektör kontrolüyle ilgili genel denklemler, kontrol şemaları, motorun dinamiğini modelleyen dq eksenli eşdeğer devre modelleri, bu devrelere ilişkin denklemlerin elde edilmesi ve motor için yapılan vektör kontrolünün simülasyon sonuçları 5. Ünite de verilmektedir.

2. LINEER ASENKRON MOTORLAR İÇİN KULLANILAN ANALİZ TEKNİKLERİ

Temel olarak, lineer motor performansının döner eşleniği performansından farklı olmasının nedeni motorun primer/sekonder giriş ve çıkış uçlarında meydana gelen geçici etkilerdir. Bu etkiler motorun tipine bağlı olarak değişmektedir. Kısa statorlu lineer asenkron motorlarda, iletken sekonderin stator altına girmesi ve stator altından çıkması, motorun performansını döner asenkron motor performansından önemli derecede farklı kılan geçici giriş ucu ve çıkış ucu etkilerini doğurmaktadır. Lamineli yapıdaki senkron motorlarda ise bu etkiler yoktur ancak, sekonder çekirdeğindeki çıkık yapı nedeniyle periyodik kuvvet değişimleri meydana gelebilmektedir. Lineer asenkron motoruyla ilgili problemler, analiz etmek için en zor olanlarıdır, ve bunlar için geliştirilen metotlar diğer tip motorlara da uygulanabilmektedir. Şimdiye kadar geliştirilen analiz teknikleri aşağıdaki şekilde gruplandırılabilir:

- 1- 1, 2 ve 3 boyutlu doğrudan manyetik alan analizi metotları.
- 2- Katman ve Fourier teknikleri kullanılarak geliştirilen manyetik alan analizi metotları.
- 3- Sonlu Elemanlar ve Sınır Elemanları teknikleri kullanılarak geliştirilen manyetik alan analizi metotları.

2.1. Doğrudan Manyetik Alan Analizi Metotları

İlk olarak uç etkilerini analiz etmek için çalışmalar yapan ark motor (arch-motor) tasarımcıları Shturman ve Aranov (1946) ve değişken hızlı asenkron motorlar konusunda çalışan araştırmacılarıdır (Williams ve diğ., 1957; Williams ve diğ., 1959; Tipping ve Hesmondhalgh, 1965).

Bu ilk çalışmalar tek boyutlu hava aralığı manyetik alan denklemlerinin çözümüne dayanmaktadır. Bu denklemler, A manyetik vektör potansiyeli terimleri cinsinden, sabit bir referansa göre, v bağlı hızıyla hareket eden bir makinanın genel bir bölgesi için 3 boyutlu Maxwell denklemlerinden türetilmektedir (Shobair, 1995).

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} \nabla \bar{A} = -\sigma \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} - (\nabla \cdot \nabla) \bar{A} \sigma + \bar{J}_s \quad (2.1)$$

Burada μ malzemenin manyetik iletkenliği, σ malzemenin elektriksel iletkenliği, $\bar{B} = \nabla \times \bar{A}$ ve J_s kaynak akım yoğunluğudur.

Şekil 2.1 'de gösterilen makinada 3 boyutlu manyetik alan denklemi, aşağıdaki varsayımlar yapılarak, önemli derecede basit hale getirilebilmektedir:

- a- Hava aralığında ve sekonderde sadece H_y mevcuttur.
- b- Demir için $\mu = \infty$ dur.
- c- Primer altında ve sekonderde z yönlü akımlar mevcuttur.
- d- Döner asenkron makinasının kafes sargılı rotorunun uç bileziklerindeki akıma eşdeğer bir akım, x yönlü olarak primer altı dışında, sekonderde akar.
- e- Sürekli rejimde ve tek frekanslı kaynaktan beslenen motor için s kayma olmak üzere $\frac{\partial}{\partial t} = j\omega s$ tir.
- f- Primer 'den geçen akımlar akım tabakasıyla temsil edilir.

$$j_1 = \text{Re} \left[J_1 e^{j(\omega t - \frac{\pi x}{\tau})} \right]$$

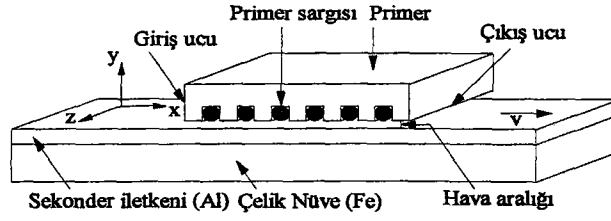
Burada Re köşeli parantez içerisindeki terimin reel kısmını göstermektedir. Denklem (2.1), bu durumda aşağıdaki hale gelir.

$$\frac{\partial^2 B_y}{\partial x^2} - \frac{\mu_0 j \omega s B_y}{g} = \frac{\mu_0}{g} \frac{\partial J_1}{\partial x} \quad (2.2)$$

Denklem (2.2) 'nin sürekli durumda çözümü aşağıdaki gibidir.

$$b_y = \text{Re} \left[\bar{B}_s e^{j(\omega t - \frac{\pi x}{\tau})} + \bar{B}_1 e^{-\frac{x}{\alpha_1}} e^{j(\omega t - \frac{\pi x}{\tau_e})} + \bar{B}_2 e^{\frac{x}{\alpha_2}} e^{j(\omega t + \frac{\pi x}{\tau_e})} \right] \quad (2.3)$$

Burada α_1 , α_2 ve τ_e sekonderin hızına, sekonderin direncine ve hava aralığına bağlı fonksiyonlardır. Denklem (2.3), bir çok varsayıma bağlı olarak basitleştirilmiş olmasına rağmen lineer asenkron motorun çalışmasıyla ilgili çok iyi bilgiler vermektedir.



Şekil 2.1. LIM analizi için eksenler.

Denklem (2.3) 'ün ilk terimi, döner motorun hava aralığındaki manyetik indüksiyona karşılık düşen ve pozitif yönde ilerleyen bir manyetik indüksiyon dalgasıdır. İkinci terim, x eksenine boyunca sönümlenen, pozitif yönde ilerleyen ve giriş ucu nedeniyle meydana gelen bir manyetik indüksiyon dalgasıdır. Üçüncü terim ise, x eksenine boyunca eksponansiyel olarak artan, negatif yönde ilerleyen ve çıkış ucu nedeniyle meydana gelen bir manyetik indüksiyon dalgasıdır.

Performans açısından lineer asenkron motorlar döner eşlenikleriyle karşılaştırıldığı zaman, bu son iki terim lineer motorların performanslarının azalmasına neden olan temel unsur olmaktadır. B_s , B_1 ve B_2 kompleks sabitleri basit sınır koşullarından bulunabilmektedir:

- a- Stator uçlarında manyetik akıda herhangi bir bozulma (fringing) yoktur. Bu

nedenle stator altında net manyetik akı sıfırdır ($\int_0^L b_y dx = 0$).

- b- Stator uçlarında manyetik akıda herhangi bir bozulma (fringing) olmadığından

dolayısı ile $x=0$ da $b_y = \frac{\rho_s j_1}{v}$ olur.

Genel olarak α_1 , α_2 den çok daha büyüktür, ve bu nedenle giriş ucu dalgası çıkış ucu dalgasına nazaran performans üzerinde çok daha etkilidir.

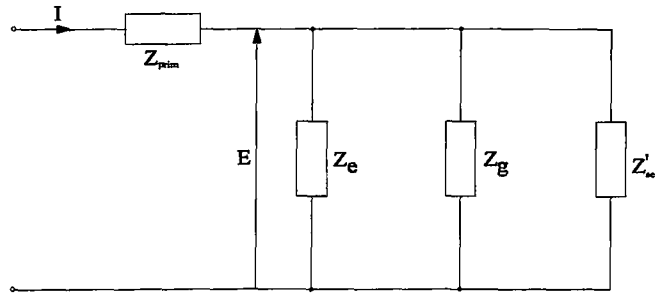
Bu basit tek boyutlu denklemlerden çıkarılan diğer bir önemli sonuç da, yüksek sekonder hızlarında α_1 daha da büyüyerek sınır koşulu (b) 'den $x=0$ konumunda b_y çok küçüldüğü görülmektedir. Bunun nedeni yüksek hızlarda denklem (2.3) 'de $B_s \approx -B_1$ haline gelerek her iki dalga eşit genlikte primer uzunluğu boyunca birbirlerini yok etmektedir. Bu bakımdan yüksek hız tasarımları için LIM performansı düşük hız tasarımlarına nazaran uç etkilerinden daha fazla etkilenmektedir. Ayrıca, $\tau_e \approx \tau (1-s) \approx \tau$

düşük kayma değerlerinde uç etkileri yine artarak B_s ve B_1 manyetik indüksiyon dalgaları primer uzunluğunun çoğu boyunca birbirlerini yok etmektedir.

Gieras, Dawson ve Eastham (1987) tarafından yazılan bir makalede, giriş ucu etkisi göz önünde bulundurularak basit bir eşdeğer devre geliştirilmiştir. Makalenin yazarları denklem (2.3) 'ü kullanarak, ilk iki terim nedeniyle primer sargısında meydana gelen emk (elektro motor kuvveti) ları hesaplamaktadır. Daha sonra bu emk 'lardan faydalanarak k_e uç etkisi faktörünü bulmuşlardır. Şekil 2.2'de görüldüğü gibi geliştirilen eşdeğer devre, mıknatıslanma reaktansını ve demir kayıplarını modelleyen Z_g ortak empedansına paralel bağlanan Z_e empedansı haricinde döner motorun eşdeğer devresine benzerdir.

$$Z_e = \frac{1 - k_e}{k_e} Z_{tot} \quad \text{ve} \quad Z_{tot} = \frac{Z_g Z'_{sec}}{Z_g + Z'_{sec}} \quad (2.4)$$

Bu tekniği doğrulamak için yazarlar 1-) uç etkilerini göz önünde bulundurarak ve 2-) uç etkilerini ihmal ederek buldukları sonuçları, birisi Kanada Raylı Yer Taşımacılığı Enstitüsü 'nde (CIGGT) diğeri General Electric Şirketi (GEC) tarafından test edilmiş olan iki tek yanlı LIM 'in test sonuçlarıyla karşılaştırmışlardır. Her iki motor için de kuvvet/hız eğrileri test sonuçlarıyla iyi uyum göstermiştir. Benzer teknikler Matsumiya ve Takagi (1971), Hirasa ve diğ, (1980), Nonaka ve Higuchi (1982) tarafından uygulanmıştır.



Şekil 2.2. Uç etkileri dahil edilerek geliştirilen eşdeğer devre.

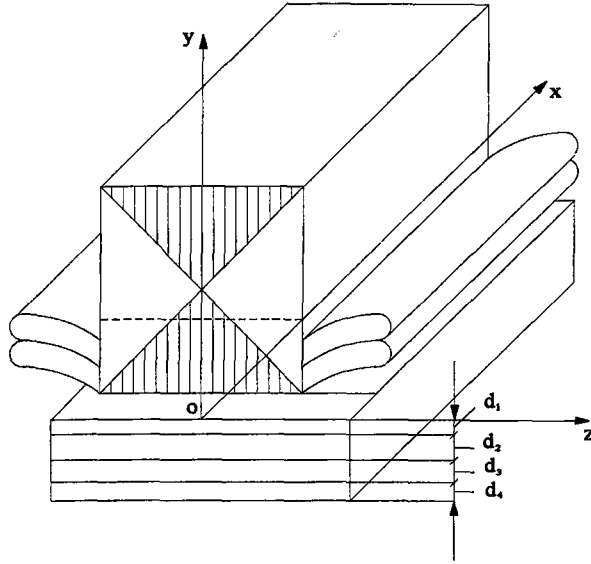
Burada Z_{prim} primer empedansı, Z'_{sec} primere indirgenmiş sekonder empedansı, Z_g ortak empedans, Z_e uç etkisi empedansı, I primer akımı ve E hava aralığı emk 'sıdır.

Wilkinson (1982) tarafından yazılan bir başka makalede lineer asenkron motorunun giriş ucundan dolayı hava aralığında meydana gelen manyetik indüksiyonla ilgili detaylı bilgi verilmektedir. Bu geçici etken nedeniyle meydana gelen kuvvet kayıpları ve çıkış ucundan itibaren primer dışındaki akıda meydana gelen düşme bakımından asenkron motorunun döner makinaya nazaran kuvvet/kutup oranında bir azalma meydana geldiği tespit edilmektedir. Kaymaya göre bu kayıpların değişimi verilmekle birlikte kuvvetin tepe değeri yüksek kayma değerlerinde meydana geldiğine dikkat çekilmektedir. 50 Hz., 4 kutuplu bir motor ve 200 Hz., 20 kutuplu bir motor için sırasıyla 0.35 ve 0.15 kayma değerlerinde tepe kuvvetlerine sahip oldukları verilmektedir.

Bu alanda araştırmalar yapan Yamamura (1972), Poloujadoff (1980) ve Nasar ile Boldea (1985) tek boyutlu manyetik alan analizi yaklaşımıyla değişik çalışmalar yapmışlardır. Poloujadoff (1980) tek boyutlu yaklaşımla, b manyetik indüksiyonun ikinci, üçüncü ve dördüncü dereceden olmak üzere üç değişik denklemini elde etmiştir. Üçüncü dereceden olan denklemde yaklaşık bir yoldan, sekonderdeki x yönlü akımların (uç bileziği akımları) etkisi bulunmaktadır. Dördüncü dereceden olan denklemde ise sonlu yapıdaki çekirdeğin permabilitesi göz önünde tutulmaktadır.

2.2. Katman ve Fourier Metotları

Lineer motorlar genellikle döner eşleniklerine göre daha büyük hava aralığına sahip oldukları için, hava aralığında H manyetik alan şiddetini uniform kabul etmek gerçekçi olmaz. Ayrıca tek yanlı lineer asenkron motorda sekonder, çelik üzeri alüminyum kaplı kalın tabakalardan oluşmaktadır. Bu nedenle, doğru sonuçlar elde etmek için sekonderdeki akım dağılımı göz önünde bulundurulması gerekir. Şekil 2.3 'de görüldüğü gibi, lineer motoru katmanlara bölerek ve daha sonra iki boyutlu alan analizini yapmaktan ibaret olan bir analiz metodu bir dizi yazar tarafından geliştirilmiştir. Bu metot ilk olarak Cullin ve Barton (1958) tarafından tanıtılmış ve daha sonra Greig ve Freeman (1967) ile Rodger (1979) tarafından geliştirilmiştir. İki boyutlu çözümde, z yönünde alanın değişken olmadığı (şekil 2.1) ve rotor akımları sadece z yönlü olduğu kabul edilmektedir.



Şekil 2.3. Tek yanlı bir LIM'in genel görünümü.

Ancak, alüminyum kaplı sekonderde akımın x yönünde bir bileşeni olmaktadır, ve bu akım bileşeninin etkisi genellikle Russel-Norsworthy faktörü kullanılarak sekonder direncinin artırılmasıyla göz önünde tutulmaktadır. Bu metoda oyuk etkisini, ya Carter katsayısıyla hava aralığını arttırarak ya da isotropic olmayan katman permabilitelerini kullanarak dahil etmek mümkündür. Sargı akımları statorda hava aralığı yüzeyinde bir akım tabakasıyla temsil edilir. Lineer motor analizi yaparken katman metodunun bir dezavantajı, primer demir çekirdeğinin sonlu uzunlukta ve sonlu genişlikte olması nedeniyle ortaya çıkan bazı zorluklardır. Katman metodu kullanılarak yapılan çoğu analizde demir çekirdeğinin sürekli olduğu kabul edilmektedir. Ancak, son zamanlarda bu problemin üstesinden gelmek için bazı girişimler yapılmıştır. Şekil 2.4 'de görüldüğü gibi sonlu uzunluktaki stator etkisi, x ekseni boyunca genellikle demir çekirdekleri sürekli ancak akım yoğunlukları süreksiz olan sonsuz sayıda motorun dizili olduğu kabul edilerek göz önünde tutulabilir. Bu durumda akım yoğunluğu dağılımı sinüzoidal olarak ilerleyen dalgaların Fourier serileriyle temsil edilebilir (Rodger ve diğ., 1986). Şekil 2.5 'de genel bir makinada bir harmonik dalga bileşeni için katman düzeni verilmektedir. Gösterilen B_y ve H_x değerleri komşu iki katmanın birbirlerine değdiği yüzeydeki değerlerdir. Bütün alanlar ω_n açısız kayma frekansı ile değiştiği kabul edilerek ve deplasman akımı ihmal edilerek n. katman için Maxwell denklemleri aşağıdaki denkleme indirgenebilir (Freeman, 1968).

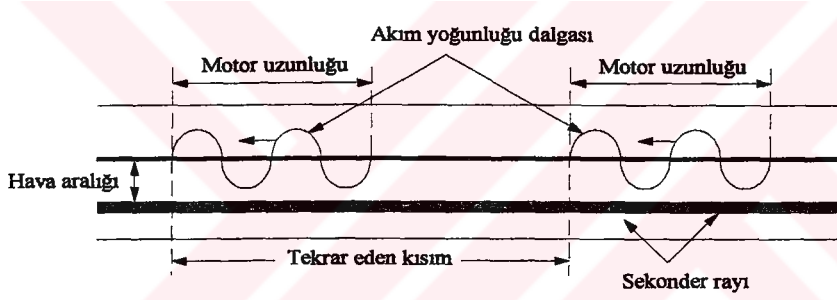
$$\frac{\partial^2 \bar{B}_y}{\partial z^2} = \bar{B}_y \gamma_n^2 \quad \text{ve} \quad \gamma_n = \left(k^2 \frac{\mu_{x,n}}{\mu_{y,n}} + j \sigma_n \mu_0 \mu_{x,n} \omega_n \right) \quad (2.5)$$

Burada $k=2\pi/\text{dalga boyu}$, $\mu_{x,n}$ ve $\mu_{y,n}$ sırasıyla x ve y yönlerindeki permabiliteler, $\omega_n=S_n\omega$ ve S_n n. katmanın kayma değeridir.

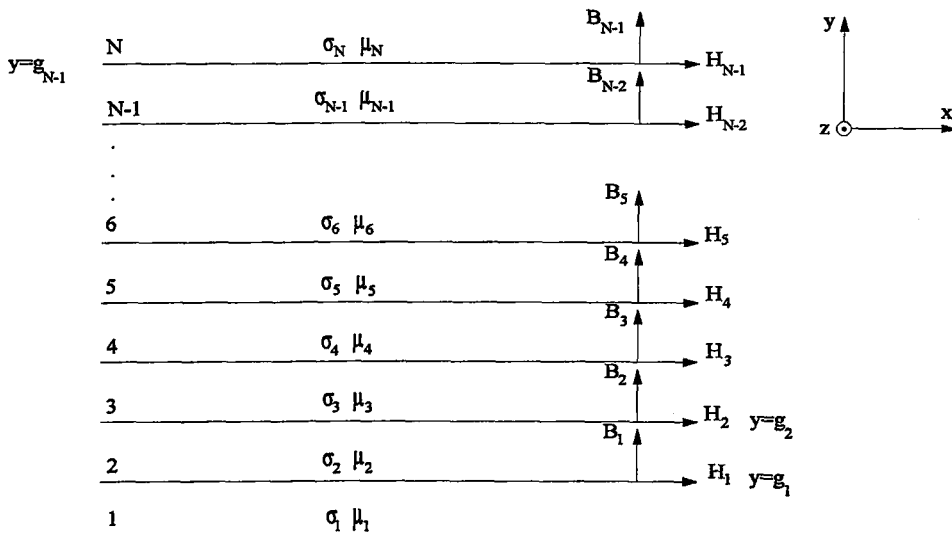
Denklem (2.5) 'de $\bar{B}_y$, $b_y = \text{Re}[\bar{B}_y \exp(j\omega t - kx)]$ akı yoğunluğunun kompleks fazör genliğidir.

$$\bar{B}_y = A \cosh(\gamma_n y) + C \sinh(\gamma_n y) \quad (2.6)$$

Burada A ve C sınır koşullarından bulunur. Bölgede $\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$ olduğundan dolayı B_x ve H_x hesaplanabilmektedir.



Şekil 2.4. Bir motor dizisi.



Şekil 2.5. Katman analizi için sekonder modeli.

Katman geometrisini denklem (2.6) 'da yerine koyarak n. katmanın alt ve üst yüzeylerindeki B_y ve H_x değerleri arasındaki ilişki yazılabilir. Bunun sonucu H_x için aşağıdaki denklem ortaya çıkar.

$$\begin{bmatrix} B_n \\ H_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_n S_n) & \frac{1}{\beta_n} \sinh(\gamma_n S_n) \\ \beta_n \sinh(\gamma_n S_n) & \cosh(\gamma_n S_n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_{N-1} \\ H_{N-1} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

veya

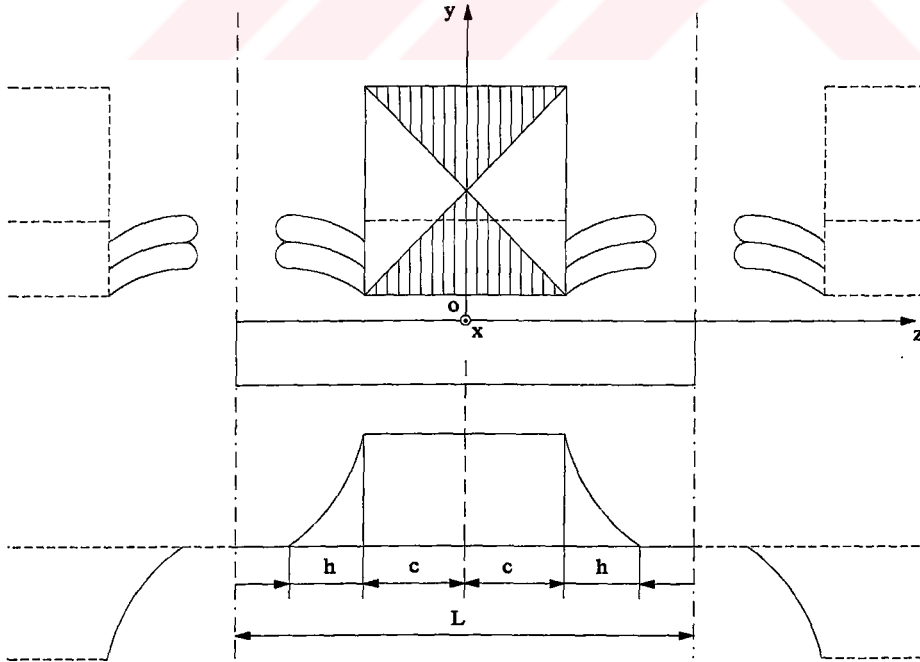
$$\begin{bmatrix} B_n \\ H_n \end{bmatrix} = [T_n] \begin{bmatrix} B_{N-1} \\ H_{N-1} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$[T_n]$ n. bölge için transfer matrisi olarak adlandırılmaktadır. Eğer makinanın her katmanı için transfer matrisi biliniyorsa, o zaman herhangi iki katman arasındaki transfer matrisini, bu iki katman arasındaki bütün transfer matrislerini çarparak bulmak mümkündür. Katmanlar arasındaki sınırlarda B_y süreklidir, ve akım yoğunluğu tabakası mevcut olduğu sürece, yani sınırın hemen altında ve üstünde H_x 'deki fark akım yoğunluğuna eşit olduğu zaman H_x de sürekli olur. Eğer bir katman sınırında akım yoğunluğu tabakası veya akı yoğunluğu biliniyorsa yukarıdaki denklemlerle makinada herhangi bir katmandaki alan bileşenleri hesaplanabilmektedir. Bunun sonucunda Maxwell denklemlerini veya katmanlar arasındaki net güç akışını kullanarak her katman üzerindeki kuvvetler hesaplanabilmektedir.

Rodger, Pickering ve Eastham (1986), 2 fazlı servo LIM için bu metodu başka metotlarla karşılaştırarak, bu metodun en az doğrulukta olduğunu görmüşlerdir. Enine etkileri hesaba katmak için kullanılan faktörlerde bir kesinlik olmadığı için, belki analiz edilen motorun küçük genişliği bu az doğrulukta sonuçların alınmasına neden olmuştur. Freeman ve Lowther (1973) tarafından yazılan bir makalede katman metodu kullanılarak, tek yanlı bir LIM için hem kaldırma hem de itme kuvvetlerinin hesabı gösterilmiştir.

Ayrıca 3 boyutlu katman metotları da geliştirilmiştir (Oberretl, 1973; Boldea ve Bobescu, 1978; Yoshida, 1986). Boyuna ve enine etkiler çift Fourier serileri

yaklaşımıyla modellenmektedir. Bu metotta lineer motor, sadece boyuna eksen üzerinde dizili sonsuz sayıdaki motorla (Şekil 2.4) değil, ayrıca buna ek olarak enine eksen üzerinde dizili sonsuz sayıda motorla modellenmektedir (Şekil 2.6). Bu durumda primer sargıları tarafından oluşturulan MMK (manyeto motor kuvveti) çift Fourier serileriyle temsil edilebilmektedir. Burada hesap iterasyonu, demirin doyması göz önünde tutularak her katman permabilitesinin bir değere ayarlanmasını mümkün kılmaktadır. Boldea ve Bobescu (1978) bu metodu kullanarak buldukları sonuçları 924 mm uzunluğunda, 75 mm genişliğinde ve 5.5 mm hava aralığına sahip 7 kutuplu bir LIM 'in test sonuçlarıyla karşılaştırarak, hesap yoluyla buldukları sonuçların test sonuçlarıyla iyi bir uyum içerisinde olduğunu görmüşlerdir. Yoshida (1986) tarafından bu metoda bir başka örnek verilmiştir. Burada primer ve sekonderin demir çıkıklığı, LIM 'in uç noktalarındaki bir katman için çekirdeğin permabilite ve sekonderin iletkenlik değerleri değiştirilerek modellenmektedir. Bu süreksiz noktalarda ve katmanlar arasındaki sınır koşulları transfer matrisleri kullanılarak çözülmektedir, ve alan teorisinden bir eşdeğer devre geliştirilmektedir. Alınan sonuçlar 0-515 km/h hız aralığında, General Electric Şirketi tarafından yayınlanan test sonuçlarıyla karşılaştırılmaktadır (Coho ve diğ., 1975). Öteleme kuvveti, primer akımı, güç faktörü verim ve dikey kuvvet bakımından sonuçlar çok uyumlu olduğu tespit edilmektedir.



Şekil 2.6. Matematiksel modelin enine görünümü.

2.3 Sonlu Elemanlar Metodu

Bilgisayar hızının artması ve fiyatının düşmesiyle beraber lineer motor problemlerinin analizi, nümerik metotlar kullanılarak yapılmaya başlanmıştır. Ancak, ideal çözüm olan tam üç boyutlu analizde çözüm denklemlerini basitleştirmek için hala bazı yaklaşımlar yapılmaktadır.

Sonlu elemanlar metodu son 20 yıl içerisinde bazı kısmi diferansiyel denklem takımlarını çözmek için geliştirilmiştir (Zienkiewicz, 1977; Silvester ve Ferrari, 1983). İlk olarak, mukavemet problemlerini çözmek için inşaat mühendisleri tarafından kullanılmaya başlandı ancak, elektrik mühendisliğiyle ilgili elektromanyetik alan denklemlerini çözmek için de çok uygun bir metot olduğu görülmüştür (Cebeci, 1992).

Bu metotta problem önce, deplasman akımı ihmal edilerek A manyetik vektör potansiyeli için vektör denklemini elde etmek amacıyla Maxwell denklemlerinin terimleri cinsinden en temel haliyle tanıtılır.

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} \nabla \bar{A} = -\sigma \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} - (\bar{v} \cdot \nabla) \bar{A} \sigma + \bar{J}_s \quad (2.9)$$

Burada $\bar{B} = \nabla \times \bar{A}$, $\bar{B} = \mu \bar{H}$, $\nabla \cdot \bar{A} = 0$, σ elektriksel iletkenlik, $\bar{v}$ hız ve $\bar{J}_s$ kaynak akımı yoğunluğudur.

Denklem (2.9) 'da A ve B, tanımlanan bir referans konumun terimleri cinsinden ifade edilmektedir. Hız terimi $\bar{v}$, makinanın herhangi bir parçasının referans eksene göre bağlı hareketini göz önünde bulundurmak içindir. Lineer motor için bu referans eksen, ister sabit primerde ister hareketli sekonderde seçilebilmektedir. μ manyetik iletkenlik değeri A veya B ye bağlı olduğundan dolayı manyetik doyma göz önünde tutulabilmektedir. Problemi analiz edilen manyetik sistem lineer kabul edilirse, bu durumda denklem (2.9) 'un sol tarafı ifadesiyle değiştirilebilir. Denklem (2.9), tanımlanan sınır koşullarında lineer motoru içeren hacim bölgesinin çözümü için diferansiyel denklem takımıdır. Bu sınır koşulları, sargılardaki akımlar ve genellikle düşünülen bölgeden itibaren belli bir yere kadar değeri sıfıra doğru düşen akı yoğunluğu ve indüklenen akımlardır. Sonlu elemanlar metodu alan veya hacim bölgesini, 2 boyutlu problemler için genellikle üçgen veya dörtkenar ve 3 boyutlu problemler için genellikle

heksahedral elemanlara bölmelemeyi içermektedir. Daha sonra elemanların her düğüm veya köşelerindeki A manyetik alan vektör potansiyeli, bu düğümler arasındaki potansiyelin daha önceden tanımlanan bir şekilde (lineer veya quadratic) değiştiği varsayılarak hesaplanmaktadır. Sonuçların alınmasında en çok kullanılan Galerkin ağırlıklı artık metodu veya enerji fonksiyonelleri gibi değişken formülasyonlardır (Zienkiewicz, 1977; Silvester ve Ferrari, 1983). Hangi metot kullanılırsa kullanılsın alınan sonuçlar, sadece doğru sonuçlara yakın sonuçlar olur. Burada sonuçların doğruluk veya tam doğru sonuçlara yakınlık derecesi, problemin alan veya hacim bölgesinde kullanılan eleman sayısına bağlıdır. Daha sonra otomatik sonlu eleman üretimi için geliştirilen bazı teknikler, eleman sayısını minimumda tutmak bakımından verimli olmuştur (Hauser ve Taylor, 1986).

2.3.1. İki Boyutlu Çözüm

Şekil 2.1, kısa statorlu bir LIM 'de hareket yönünün x doğrultusunda olduğunu göstermektedir. Eğer statorun z doğrultusunda genişliği yeteri derecede büyük ise, x-y düzleminde iki boyutlu bir kesit alanı modellenerek doğru sonuçlar almak mümkündür. Sekonder 'deki x yönlü akımlardan dolayı meydana gelen enine bozucu etkenler, Russel-Norsworthy faktörüyle sekonder direnci arttırılarak göz önünde tutulabilir (Russel ve Norsworthy, 1968). Daha sonra akımların sadece z yönünde aktığı ve bütün manyetik alanlar z yönünde değişken olmadığı kabul edilerek denklem (2.9) aşağıdaki hale getirilir.

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = -\sigma \left[\frac{\partial A_z}{\partial t} + v_x \frac{\partial A_z}{\partial x} \right] + J_s \quad (2.10)$$

Bu durumda, denklem (2.10) 'da A 'nın sadece bir bileşeni (A_z) bulunduğundan dolayı problem önemli derecede basit hale gelmektedir. Literatürde bir çok değişik metot ve yaklaşımlarla denklem (2.10) 'a çözüm örnekleri bulunmaktadır. Rodger, Picckering ve Eastham (1986) modelledikleri servo LIM 'de diş ve bobinlerin de bulunduğu bir tam kesit alanında birinci dereceden isoparametrik dörtgen ve üçgen elemanlar kullanarak

performans sonuçları elde etmişlerdir. Denklem (2.10) 'nun çözümü için Galerkin ağırlıklı artık tekniği kullanılmıştır. Bunun sonucunda basit 2 kutuplu motorun zaman üzerinde iki an için manyetik akı yoğunluğu (veya A_z 'nin eşpotansiyelleri) dağılımını ve grafiksel olarak, x eksenini boyunca ölçülen manyetik akı yoğunluğunun iki boyutlu modelden buldukları sonuçlarla karşılaştırmasını göstermişlerdir.

İki boyutlu çözüme bir başka örnek Al-Magayouf, Alwash ve Bonniya (1986) tarafından verilmektedir. Bu makalede, diş ve bobinlerin düzgün stator demir yüzeyinde bir akım tabakasıyla temsil edildiği bir modelin, gerçek oyukların temsil edildiği bir başka modelle karşılaştırması yapılmaktadır. Her iki model için değişik frekanslarda hıza göre öteleme kuvveti eğrileri karşılaştırılmaktadır. Gerçek diş ve oyukların temsil edildiği modelin kuvvet-hız eğrilerindeki kuvvetlerin tepe değerleri, diğer model için elde edilen kuvvet-hız eğrilerindeki kuvvetlerin tepe değerlerine göre daha küçük olduğu tespit edilmektedir. Bunun nedeni gerçek diş ve oyukların temsil edildiği modelde primer kaçak akı yoğunluğunun fazla olduğu söylenmektedir.

Yukarıda verilen her iki örnekte de bütün manyetik alanların besleme frekansında zamana göre sinüzoidal olarak değiştiği kabul edilmektedir. Bu nedenle denklem (2.10) aşağıdaki gibi daha basit hale gelmektedir.

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial \bar{A}_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial \bar{A}_z}{\partial y} \right) = -\sigma \left(j\omega \bar{A}_z + v_x \frac{\partial \bar{A}_z}{\partial x} \right) + \bar{J}_s \quad (2.11)$$

Burada ω açısal kaynak frekansı, $A_z = \text{Re} \{ \bar{A}_z e^{j\omega t} \}$ ve $J_s = \text{Re} \{ \bar{J}_s e^{j\omega t} \}$ dir. Bu durumda denklem (2.10) 'daki değişkenler kompleks uzay fazörleriyle değiştiği için, sonuçlar $\bar{A}_z \exp(j\omega t)$ ve $\bar{J}_s \exp(j\omega t)$ ifadelerinin reel kısımlarının alınmasıyla elde edilir. Eğer demirin nonlinearlığı göz önünde tutulacak olursa, o zaman sonuca ulaşmak için B/H eğrisinde μ , B ve H değerleri birbirlerini sağlayana kadar sonlu elemanlar için μ 'nün iterasyon yoluyla ayarlanması gerekir.

Denklem (2.11) 'i kullanmanın bir avantajı, alan değerlerini bulmak için çözüm iterasyonları sadece bir kere yapılır. Eğer bu yaklaşım sonuç açısından tatmin edici bulunmazsa, örneğin geçici rejimde çözüm veya demirin aşırı derecede doyması göz önünde tutulmak istenirse, o zaman $\partial A / \partial t$ zamana göre türev terimini bulunduran denklem (2.10) 'nun çözülmesi gerekir. Bu denklemin çözümü içerisinde bulunan

zamanın türev terimi, $t-\Delta t$ ve t anlarındaki potansiyeller ve bu potansiyellerin türevlerini bulunduran bir ifadeyle değiştirildiği, normalde 'zaman adımlaması' (time-stepping) diye bilinen bir teknik gerektirir (Tandon ve diğ., 1983). Tek frekanslı metotla (denklem (2.11) 'in çözüm metodu) karşılaştırıldığı zaman bu metot, bilgisayarda sonuca ulaşmak için önemli derecede zaman almaktadır. Eastham, Anathasivam ve Dawson (1986) tarafından yazılan bir makalede, Kanada Queen Üniversitesi 'nde bulunan deneysel bir lineer asenkron motoru için bu iki çözüm metodu karşılaştırılmaktadır. Tasarım bilgileri Tablo 2.1 'de verilen bu motorun boyuna bir kesiti Şekil 2.7a 'da ve yapılan üçgen eleman dağılımı Şekil 2.7b 'de gösterilmektedir. Yazarlar değişik kaynak frekansları için deneysel olarak aldıkları sonuçlarla tek frekanslı metotla buldukları sonuçları karşılaştırarak, teorik sonuçların yüksek kayma değerlerinde test sonuçlarıyla çok uyumlu olduğunu ancak, düşük kayma değerlerinde teorik ve deneysel sonuçların birbirlerinden uzaklaştığını görmüşlerdir. Düşük kayma değerlerinde test ve teorik sonuçlar arasındaki bu uzaklaşmanın demirin doyması nedeniyle meydana geldiği düşünülmektedir. Tek frekanslı teknikte verilen bir eleman için bir tam periyot boyunca tek bir μ değeri kullanılırken, zaman adımlama metodunda her adımda değeri değişebilen bir μ kullanılmaktadır. Düşük kayma değerlerinde sonuçların uyumlu olmamasına neden olan diğer bir faktör de muhtemelen enine uç etkileri olduğu söylenmektedir. Makalede, Kanada Queen Üniversitesi 'ndeki deneysel LIM teorik olarak 11 Hz. kaynak frekansında ve 7 Hz. kayma frekansında çalışırken geçici bir anahtarla enerjisi kesilip açılarak, zamana göre normal ve öteleme kuvvetlerinin değişimleri verilmektedir. Bu sonuçların alınmasında bir periyot boyunca 48 adım kullanılmaktadır. Kullandıkları bilgisayara göre sonuçların alınması için tek frekanslı metotda 2-3 CPU dakika ve zaman adımlama metodunda 2-4 CPU saat zaman gerektiği söylenmektedir. Bu süreler belki günümüz bilgisayarları için daha az olacaktır ancak, iki metot uygulamasının bilgisayarda aldığı süreler arasındaki fark çarpıcıdır. Makalede;

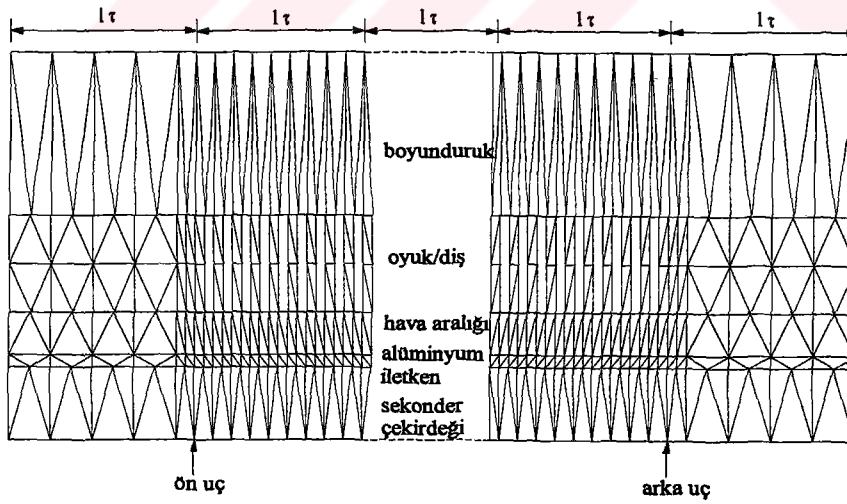
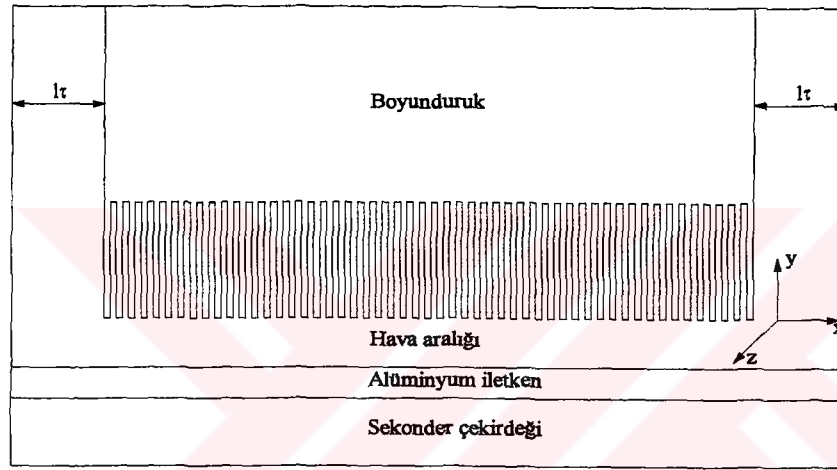
a- manyetik devre kısımlarının derin bir doyma sınırına girmediği ve

b- besleme akımının önemli derecede yüksek harmoniklere sahip olmadığı

müddetçe tek frekanslı metodun kullanılması tavsiye edilmektedir. Yazarlar ayrıca, enine ve boyuna uç etkileri için düzeltme faktörleri kullanarak iki boyutlu elektromanyetik katman analizi metodunda daha büyük doğrulukta sonuçlar alındığını iddia etmektedir (Dawson ve diğ., 1985).

Tablo 2.1. Kanada Queen Üniversitesi 'ndeki deneysel LIM 'in tasarım verileri.

Faz sayısı	3
Çift kutup sayısı	3
Kutup adımı, m	0.25
Kutup sayısına düşen faz başı oyuk sayısı	3
Oyuk ebadı, mm	15 x 35
Bobin adımı, mm	7 / 9
Primer çekirdeğinin genişliği, mm	101
Alüminyum sekonder kalınlığı, mm	2.5
Sekonder enine taşma uzunluğu, mm	9.5
Sekonder demir kalınlığı, mm	111



Şekil 2.7: a-) LIM 'den boyuna bir kesit, b-) Bu kesit alanında yapılan eleman dağılımı.

2.3.2. Üç Boyutlu Çözüm

Manyetik vektör potansiyelinin üç boyutlu denklemi, her eksen boyunca A 'nın üç bileşeni için çözüm gerektirir. Çoğu üç boyutlu problem için doğru sonuçlar elde etmek amacıyla gerekli sonlu eleman sayısı genellikle bilgisayar hafızasında büyük yer tutar ve hesaplama zamanı uzun olur. Bu problemi daha basite indirgemenin metodu, hem skalar hem de vektörel manyetik potansiyellerin kombinasyonunu kullanmaktır (Rodger ve Eastham, 1982). Modellenecek lineer motorun hacmi değişik özelliklere sahip bölgelere bölmelenir. Eddy veya kaynak akımlarının bulunmadığı bölgelerde H_t manyetik alan şiddeti ψ 'toplam skalar potansiyeli' nin gradyanı gibi temsil edilebilir.

$$H_t = -\nabla\psi \quad (2.12)$$

Kaynak akımlarının bulunduğu ancak, Eddy akımlarının bulunmadığı sargılardaki gibi bölgelerde H_t iki bileşenle temsil edilebilir. Bu bileşenler, sadece kaynak akımları nedeniyle H_s ve ϕ 'indirgenmiş skalar potansiyel' inin gradyanına eşit bir bileşendir.

$$H_t = H_s - \nabla\phi \quad (2.13)$$

Ticari amaçla piyasada, hesaplamayı basitleştirmek için hem indirgenmiş hem de toplam skalar potansiyellerini kullanan TOSCA adında bir magnetostatik üç boyutlu bilgisayar paket programı bulunmaktadır (Simkin ve Trowbridge, 1980).

Sekonder gibi Eddy akımlarının bulunduğu başka bölgelerde manyetik vektör potansiyeli A ve denklem (2.9) için çözüm yapılmalıdır. Bu değişik özelliklere sahip bölgeler arasındaki sınırlarda, alınan değişik sonuçları bir arada bağdaştırmak için, değişik manyetik alan değerlerini bağdaştıran link denklemleri kullanılmaktadır. Rodger, Pickering ve Eastham (1986) tarafından yayınlanan bir makalede, bu metod kullanılarak küçük bir servo LIM 'in performansı incelenmektedir. 80 iterasyondan daha az bir iterasyonla yakınsama sağlandığı 7000 tane denklemin çözümünde, önkoşulsuz bikonjuge gradyan metodu kullanılmaktadır. Analiz sonuçlarının test ve iki boyutlu analiz (kısım 2.3.1) sonuçlarıyla karşılaştırıldığı bu makalede, üç boyutlu analizin iki boyutlu analize göre süper derecede üstünlük sağladığı görülmüştür. Analiz

için kullanılan 3 oyuklu makina basit bir yapıda olmasına rağmen, yakın gelecekte bu tür bir metodun çok kullanılacağını göstermektedir.

2.4 Sınır Elemanları Metodu

Bu konuda yapılan yayınlarda henüz sınır elemanları metodunun lineer motor analizine uygulanması açıklanmaktadır. Bu metodun yukarıda açıklanan (kısım 2.3) metottan farkı, sonlu elemanlar metodunda modelin bütün bölgelerinde yayılmış düğümlerindeki değişkenlerin bilinmeyen değerleri için çözüm aranırken, sınır elemanları metodunda modelin değişik bölgeleri arasındaki sınırlarda değişkenlerin bilinmeyen değerleri için çözüm aranmaktadır. Daha sonra bu sınır bölgelerinde bulunan değişken değerlerinden gerekirse manyetik alan değerlerini bulmak mümkündür.

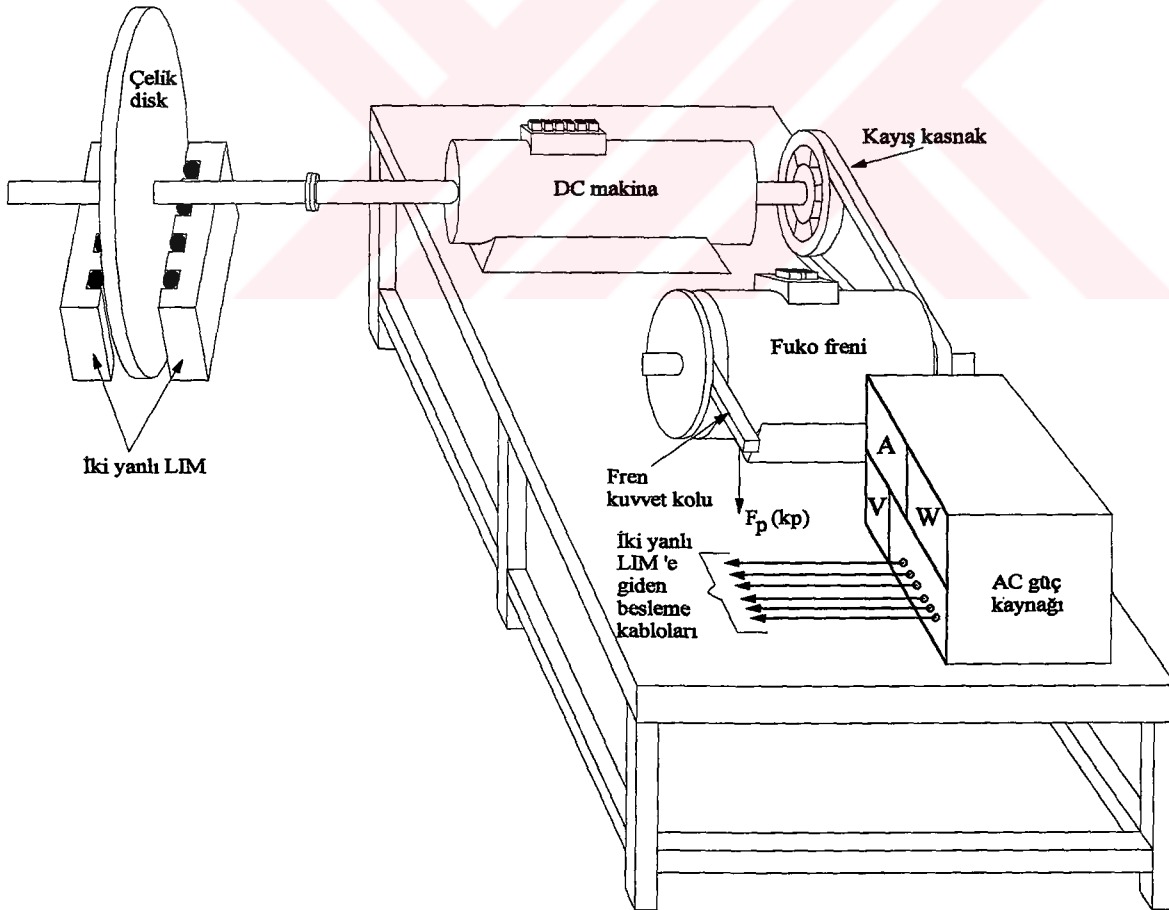
Sınır elemanları metodu daha çok makina mühendisliği konuları analizinde popüler olmuştur ancak, elektromanyetik alan problemlerinin çözümü için hala gelişme aşamasındadır. Bu metodun bir dezavantajı, manyetik doymanın kolay bir şekilde göz önünde tutulamamasıdır. Manyetik doymayı göz önünde tutmak için kullanılan teknikler, sonlu elemanlar metodunda olduğu gibi bilgisayar açısından büyük hafıza ve hesaplama zamanı gerektirmektedir. Bu metodun diğer bir dezavantajı çözüm aşamasında oluşturulan matrisler bünyelerinde bulundurduğu eleman bakımından, genellikle sonlu elemanlar çözümüyle ilgili seyrek matrislere kıyasla daha yoğun elemanlıdır. Sonlu elemanlar ve sınır elemanları metotlarının bir arada kullanılması muhtemelen avantaj sağlayacağı düşünülmektedir.

Elektrik makinaları literatüründe şimdiye kadar bu konuda henüz az makale bulunmasıyla beraber, Nonaka ve Ogawa (1986) tarafından yazılan bir makalede, bir lineer asenkron motoru için iki boyutlu sınır elemanları ve uzay harmonikleri metotları karşılaştırılmaktadır. Doğruluk derecesi hakkında yorum yapmak için, alınan sonuçların test sonuçlarıyla karşılaştırılması yapılmamıştır. Makalede sonuç olarak motorun çıkış ucunda, akıda meydana gelen bozulmadan (fringing) dolayı bir frenleme kuvvetinin olduğu söylenmektedir. Laporte ve Huang (1986) tarafından yazılan başka bir makalede, lineer asenkron motor tasarımının optimizasyonunda sınır elemanları metodunun kullanımı açıklanmaktadır.

3. MODEL LINEER ASENKRON MOTOR ÜZERİNDE YAPILAN DENEYLER

3.1. Deney Sonuçlarının Elde edilmesi

Fırat Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Elektrik Makinaları Laboratuvarı 'nda bulunan ve Kürüm , (1990) tarafından imal edilen iki yanalı LIM üzerinde, Şekil 3.1 'de gösterilen deney seti kullanılarak bazı deneyler yapılmıştır. Motora değişik frekans değerlerinde sabit gerilim uygulanarak motorla ilgili bazı performans sonuçları alınmıştır. Bunun için, sabit gerilim altında ve belli bir frekans değerinde motoru bir Fuko Freni aracılığıyla yükleyerek, değişik yük değerleri için motorun giriş akımı, giriş gücü, dönme hızı (d/d olarak) ve yük değeri ölçülmüştür. Ölçülen bu değerlerden faydalanarak LIM 'e ilişkin öteleme kuvveti, lineer hız, verim, kayma ve güç faktörü gibi diğer bazı değerler hesaplanabilmektedir.



Şekil 3.1. Deney setinin genel bir görüntüsü.

İmal olunan iki yanlı LIM 'in bazı tasarım parametreleri Tablo 3.1 'de verilmektedir. LIM 'e ilişkin deney sonuçlarından diğer gerekli değerlerin hesaplanabilmesi için iki yanlı LIM ile yük arasında bulunan DC makina, kayış kasnak ve Fuko Fren sistemlerinin mekanik açıdan verimlerinin bilinmesi gerekir. Ayrıca, kayış kasnak sisteminin dönme hızı açısından dönüştürme oranı, sekonder çelik diskin ortalama yarıçapı ve Fuko Freni 'nin kuvvet kolu uzunluğu gibi değerlerin de hesap açısından bilinmesi lazımdır. Ayrıca kp (kilopont) olarak ölçülen yük, hesaplamalara N (Newton) olarak dahil edilmelidir.

Tablo 3.1. İki Yanlı LIM 'in tasarım parametreleri.

Faz sayısı	3
Çift kutup Sayısı	2
Kutup adımı, m	0.135
Oyuk ebadı, mm	8 x 18
Primer çekirdeğinin genişliği, mm	130
Sekonder çelik disk kalınlığı, mm	12

Deney setinde görülen DC makina, kayış kasnak ve Fuko Fren sistemlerinin mekanik açıdan verimleri %95 alınarak ve bunların etkisi mekanik sürtünme katsayılarının tespitinde göz önünde bulundurulmuştur. Kayış kasnağın hız dönüştürme oranı ise 0.135 olduğu tespit edilmiştir. Fuko Freni kuvvet kolu uzunluğu ve çelik diskin ortalama yarıçapı ise sırasıyla 0.46 m ve 0.485 m olarak ölçülmüştür. Bu bakımdan, kp olarak ölçülen herhangi bir F_p değeri için LIM 'e ilişkin bir tarafın bir fazına ait çıkış kuvveti aşağıdaki ifadeyle hesaplanabilir.

$$F_{LIM} = \frac{F_p g R_{fk}}{mn \eta_{dc} \eta_k \eta_f \bar{u} R_{sd}} \quad (3.1)$$

Burada g yerçekimi ivmesi (9.81 m/s^2), R_{fk} Fuko Freni kuvvet kolu uzunluğu, m faz sayısı, n LIM yan sayısı, η_{dc} , η_k ve η_f sırasıyla dc makina, kayış kasnak ve fuko fren sistemlerinin mekanik açıdan verimleri, $\bar{u}$ kayış kasnağın hız dönüştürme oranı ve R_{sd} sekonder diskin ortalama yarıçapıdır.

Yukarıdaki sayısal verilere bağlı olarak F_{LIM} bir yanın faz başı çıkış kuvveti kısaca aşağıdaki ifadeyle hesaplanabilir.

$$F_{LIM} = \frac{F_p \times 9.81 \times 0.46}{3 \times 2 \times 0.95 \times 0.95 \times 0.95 \times 0.135 \times 0.485} = 13.4 F_p \quad (3.2)$$

Ölçülen değerlerden faydalanarak LIM'e ilişkin lineer hız, kayma, bir yanın faz başı çıkış gücü, verim ve güç faktörü ifadeleri aşağıdaki ifadeler kullanılarak elde edilebilir.

$$V_{LIM} = \omega_{LIM} R_{sd} = \frac{2\pi n_d}{60} R_{sd} = \frac{2\pi n_d}{60} 0.485 = 0.0507 n_d \quad (3.3)$$

$$S_{LIM} = \frac{V_s - V_{LIM}}{V_s} = \frac{2\tau f - V_{LIM}}{2\tau f} = \frac{2(0.135)f - V_{LIM}}{2(0.135)f} = \frac{0.27f - V_{LIM}}{0.27f} \quad (3.4)$$

$$P_{LIM} = F_{LIM} V_{LIM} \quad (3.5)$$

$$\eta_{LIM} = \frac{P_{LIM}}{P_g} 100 \quad (3.6)$$

$$\cos\phi_{LIM} = \frac{P_g}{UI_{ort}} \quad (3.7)$$

Burada kullanılan notasyonun açıklaması aşağıda yapılmıştır.

- V_{LIM} : Sekonderin lineer hızı, (m/s).
- ω_{LIM} : Sekonder diskin açısal hızı, (rad/s).
- n_d : Sekonder diskin döner hızı, (d/d).
- S_{LIM} : LIM 'in kayma değeri.
- τ : LIM 'in kutup adımı, (m).
- f : Besleme frekansı, (Hz).
- P_{LIM} : LIM 'in bir yanının faz başı çıkış gücü, (Watt).
- η_{LIM} : LIM 'in verimi.
- P_g : LIM 'in bir yanına ilişkin faz başı giriş gücü, (Watt).
- U : Besleme gerilimi, (Volt).
- I_{ort} : LIM'in bir yanına ilişkin faz akımı, (Amper).

$\cos\phi_{LIM}$: Güç faktörü.

Ölçülen değerler ve bu değerlerden elde edilen sonuçlar EK-1 'de verilmektedir.

3.2. Model LIM 'in Sürtünme Katsayısının Bulunması

Deneysel olarak model LIM 'in sürtünme ve vantilasyon katsayısını tespit etmek için motora boşa, nominal geriliminin biraz üstünde bir gerilimden başlayarak ve motor çalışmasını sürdürebileceği düşük gerilimlere kadar, kademe kademe değişik gerilimler uygulanır (Sarioğlu, 1983). Sabit frekanstaki bu gerilimler altında motor hep senkron hıza yakın devirlerde dönecektir, yani motor hızı yaklaşık olarak değişmeyecektir. Bu işlemler esnasında motorun giriş akımı, giriş gücü, besleme gerilimi ve değeri değişip değişmediğine bakmak için hızı ölçülür. Boşa çalışma nedeniyle motorun aktif giriş gücü;

$$P_{OC} = P_{FE} + P_{Cu} + P_{S+V} \quad (3.8)$$

olmalıdır. Burada P_{OC} motorun boşa çalışmada aktif giriş gücü, P_{FE} demir kaybı, P_{Cu} bakır kaybı ve P_{S+V} sürtünme ve vantilasyon kaybıdır.

Bilindiği gibi asenkron motorlar için kullanılan eşdeğer devre modelinden, boşa çalışmada, devre modelinin rotora ait olan kısmı açık devre olduğundan motordaki bakır kaybı sadece stator sargı direncinden kaynaklanmaktadır. Diğer bir deyişle boşa çalışmada, motor yaklaşık senkron hızla döndüğü için, rotorda indüklenen akımların efektif değeri ve bu akımlar nedeniyle rotor sargı dirençlerinde meydana gelecek güç kaybı ihmal edilecek derecede düşüktür. Öyleyse boşa çalışmadaki bakır kaybı faz başı olarak;

$$P_{Cu} = I_{OC}^2 R_s \quad (3.9)$$

yazılabilir. Burada I_{OC} motorun boşa çalışmada ölçülen faz giriş akımı ve R_s faz başı stator sargı direncidir.

Boşta çalışmada motorun giriş gücünün bir kısmı olan P_{FE} gücü, genellikle motordaki nüve lamineli çelik malzemeden oluşturulduğu için demir kaybı olarak anılmaktadır. Bu kayıp gücü oluşturan bileşenler histerezis olayı ve eddy-akımları 'dan dolayı meydana gelen kayıplardır. Histerezis kaybı motora uygulanan gerilimin frekansı ile ve eddy-akımları kaybı motora uygulanan gerilim frekansının karesiyle arttığı daha önce yapılan araştırmalar sonucu tespit edilmiştir. Motorlarda kullanılan demir malzeme magnetik bakımından nonlineer olduğundan bu güç kayıplarını doğrudan belirleyen analitik ifadeler kullanılamadığı için, ancak laboratuvarlarda yapılan test sonuçlarından uydurulan ve malzemenin fiziksel yapısını da göz önünde bulunduran amprik formüllerle yaklaşık olarak bulunabilmektedir. Histerezis ve eddy-akımları kayıplarının bulunmasında kullanılan bu amprik formüller aşağıdaki gibidir (Ryff, 1988).

$$P_h = k_h V f B_{max}^n \quad (3.10)$$

$$P_e = k_e V (B_{max} t f)^2 \quad (3.11)$$

Burada kullanılan notasyonun açıklaması aşağıda yapılmıştır.

- P_h : Histerezis kayıp gücü, (Watt).
- P_e : Eddy-akımları kayıp gücü, (Watt).
- f : Kaynak frekansı, (Hz).
- B_{max} : Malzemenin maruz kaldığı magnetik indüksiyonun maksimum değeri, (T).
- k_h : B_{max} 'a ilişkin kapalı histerezis alanının belirlediği bir katsayı.
- n : Değeri 1.5 ile 2.5 arasında değişen, malzemenin fiziksel özelliğine bağlı ve ancak deneysel olarak tespit edilebilen bir sabit.
- k_e : Malzeme yapısından gelen bir sabit.
- t : Laminasyonda kullanılan sac levha kalınlığı, (m).

Giriş gücünün P_{S+V} terimi ise, motorun boşta çalışması koşuluyla değişik gerilimler altında da olsa sabit kalması gerekir. Bunun nedeni motor hızının

değişmemesinden kaynaklanmaktadır. P_{s+v} gücü ancak hızla doğrusal olarak değişmektedir.

Yukarıda anlatılan bütün bilgilerin ışığında, eğer motor üzerinde böyle bir deney yapılacak olursa, uygulanan değişik gerilimlere göre deney sonuçlarından, R_s stator sargı direnci bilinmesi koşuluyla, motorun P_{s+v} ve P_{FE} kayıp güç bileşenleri toplamının değişimi grafiksel olarak elde edilebilir. Gerilime göre bu değişim ' aV^2+bV+c ' şeklinde parabolik olmaktadır. Eğer bu değişime bir şekilde veya herhangi bir eğri uydurma metoduna göre quadratik bir denklem uydurulursa, bu denklemin katsayılarından ' c ' katsayısı motorun boşta çalışma hızındaki mekanik, yani dönme nedeniyle meydana gelen kayıp gücünü (P_{s+v}) verecektir. Bu durumda bu kayıp güçten, motorun boşta çalışma hızındaki mekanik kayıp momenti de tespit edilebilir.

$$M_{s+v} = \frac{P_{s+v}}{\omega} \quad \text{ve} \quad \omega = \frac{2\pi n}{60} \quad (3.12)$$

Burada M_{s+v} sürtünme ve vantilasyona giden moment kaybı, n motorun d/d olarak devir sayısıdır. M_{s+v} değeri belirlendikten sonra döner motorlar için kullanılan hareket denklemindeki ' $B\omega$ ' terimi bu kayıp moment değerine eşit olmalıdır.

$$J \frac{d\omega}{dt} = M_m - M_y - B\omega \quad (3.13)$$

Burada J motorun eylemsizlik momenti, M_m motorun ürettiği moment, M_y motora binen yük momenti, B sürtünme katsayısı ve ω motorun rad/s olarak döndüğü açısal hızdır.

Eğer motor boşta ve sürekli rejimde çalışıyorsa, bu durumda $M_y=0$ ve $Jd\omega/dt=0$ olur. Bunun sonucu, motorun ürettiği moment M_{s+v} 'ye ya da $B\omega$ 'ya eşit olur. Öyleyse birimi N.m.s/rad. olan B sürtünme katsayısı;

$$B = \frac{M_{s+v}}{\omega} \quad (3.14)$$

ifadesinden hesaplanabilir.

Bu tez çalışmasında bir lineer asenkron motor kullanıldığı için ve her ne kadar motorun hareketini sürekli kılmak için rotoru döner hareket yapacak şekilde bir çelik disk şeklinde imal edilmişse de, lineer motor söz konusu olduğundan dolayı lineer motorlar için genel hareket denklemindeki sürtünme katsayısının tespit edilmesi gerekir. Bu katsayının tespit edilebilmesi için bilinen aşağıdaki fiziksel ifadelerden yararlanılabilir.

$$P_{S+v} = F_{S+v} v \Rightarrow F_{S+v} = \frac{P_{S+v}}{v} \quad \text{ve} \quad v = \omega R_{sd} \quad (3.15)$$

Burada F_{S+v} sürtünme ve vantilasyona giden N olarak kuvvet kaybı, v motorun m/s olarak lineer hızıdır. Öyleyse motorun lineer genel hareket denklemindeki bv terimi bu F_{S+v} kuvvet kaybına eşit olmalıdır.

$$W \frac{dv}{dt} = F_m - F_y - bv \quad (3.16)$$

Burada W motorun sürdüğü yükün toplam ağırlığı, F_m motorun ürettiği kuvvet, F_y motora toplam olarak binen yük kuvveti ve b birimi N.s/m olan sürtünme katsayısıdır. Boşta çalışmada ve sürekli rejimde $F_y=0$ ve $Wdv/dt=0$ olur. Bu nedenle;

$$F_m = F_{S+v} = bv \Rightarrow b = \frac{F_{S+v}}{v} \quad (3.17)$$

ifadesinde görüldüğü gibi lineer mekanik sürtünme katsayısı bulunabilir.

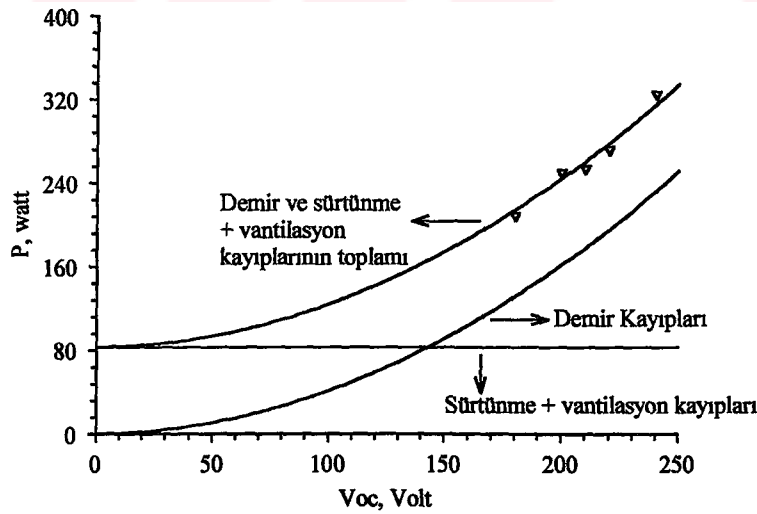
Model LIM 'in sürtünme katsayısını bulmak için, Tablo 3.2 'de görüldüğü gibi motor değişik gerilimler altında boşta çalıştırılarak gerekli ölçüm sonuçları alınmıştır. Motorun stator faz sargı direnci deneysel olarak dc akıma karşı 3.25Ω olarak ölçülmüş ancak, ac akıma karşı direnç değişimini ve sıcaklık faktörünü göz önünde tutarak yaklaşık $R_s=5 \Omega$ alınmıştır. Bu deneysel çalışma için motorun ölçülen giriş akımlarından denklem (3.9) kullanılarak motorun bakır kayıpları (P_{Cu}) hesaplanmıştır. Motorun giriş gücü değerleri kullanılarak ve bu hesaplanan bakır kayıpları denklem (3.8) de yerine konularak motorun ' $P_{S+v} + P_{FE}$ ' güç bileşenlerinin toplamı bulunmuştur.

Motora uygulanan gerilimlerin frekansı 50 Hz. olması sağlanarak ve bu gerilimler altında motorun hızına bakılarak yaklaşık olarak değişmediği görülmüştür. Bu nedenle Tablo 3.2 'de görüldüğü gibi, ölçülen hız değerleri birbirlerine yakın değerler olduğu için bunların aritmetik ortalaması alınarak sabit bir hız değeri belirlenmiştir ($n=228$ d/d).

Tablo 3.2. Sürtünme katsayısının hesaplanması için alınan faz başı deney sonuçları.

Deneysel Sonuçlar	V_{OC} (Volt)	240	220	210	200	180
	I_{OC} (Amper)	6.40	5.80	5.40	5.10	4.60
	P_{OC} (Watt)	530	440	400	380	315
	n (d/d)	230	229	228	227	224
Hesaplanan Değerler	P_{Cu} (Watt)	205	168	146	130	106
	$P_{S+V} + P_{FE}$ (Watt)	325	272	254	250	209

Yukarıdaki tabloda hesaplanan ' $P_{S+V} + P_{FE}$ ' toplam gücün uygulanan gerilime göre değişimi ve bu değişimden faydalanarak interpolasyon yöntemiyle deneysel sonuçlarına uydurulan quadratik denklemin değişimi Şekil 3.2 'de verilmektedir.



Şekil 3.2. Gerilime göre demir ve sürtünme + vantilasyon kayıplarının değişimi.

Deney sonuçlarından ' $P_{S+V} + P_{FE}$ ' toplam güç değişimi için bulunan quadratik denklem aşağıdaki gibidir. Bulunan bu denklemin, görüldüğü gibi 'c' katsayısı 82.9 dur. Bu değer mekanik kayıp güce eşittir.

$$P_{S+V} + P_{FE} = 0.00396V^2 + 0.0176V + 82.9 \quad (3.18)$$

Denklem (3.13) 'teki B sürtünme katsayısını bulmak için denklem (3.12) ve (3.14) kullanılırsa, B katsayısı ;

$$B = \frac{M_{S+V}}{\omega} = \frac{\frac{P_{S+V}}{\omega}}{\omega} = \frac{82.9}{\left(\frac{2\pi 228}{60}\right)^2} = 0.1454 \text{ N.m.S / rad.} \quad (3.19)$$

olarak bulunur. Denklem (3.16) 'daki b sürtünme katsayısını bulmak için ise, denklem (3.15) ve (3.17) kullanılırsa b sürtünme katsayısı;

$$b = \frac{F_{S+V}}{v} = \frac{\frac{P_{S+V}}{v}}{v} = \frac{P_{S+V}}{v^2} = \frac{P_{S+V}}{(\omega R_{sd})^2} = \frac{82.9}{\left(\frac{2\pi 228}{60} \cdot 0.485\right)^2} = 0.6182 \text{ N.S / m} \quad (3.20)$$

olarak bulunur. Döner hareket için bulunan B sürtünme katsayısı çelik diskin mili ekseninden bakıldığında görünen katsayıdır. Eğer LIM düzleminde geçen bir eksen den bakılacak olursa görünen B_m sürtünme katsayısı, LIM 'in eşdeğeri olan döner hareketli asenkron motorun sürtünme katsayısı olur. Bunu tespit etmek için enerjinin korunumu kanunundan faydalanılır.

$$B_m \omega_m^2 = B \omega_d^2 \quad ; \quad \omega_m = \frac{2\pi}{P} v \quad ; \quad \omega_d = \frac{v}{R_{sd}} \quad ; \quad B_m = B \frac{(P\tau)^2}{(2\pi R_{sd})^2} \quad (3.21)$$

$$B_m = 0.1454 \frac{(4 \times 0.135)^2}{(2\pi \times 0.485)^2} = 0.00457 \text{ N.m.S./rad.}$$

Burada P motorun kutup sayısı ve τ kutup adımıdır. LIM 'in döner eşdeğeri olan asenkron motor denklemleri kullanılacak olursa sürtünme katsayısı olarak B_m kullanılması gerekir.

3.3.3. Model LIM 'in Atalet Momentinin Bulunması

Model olarak ele alınan iki yanlı LIM 'in, genel hareket denklemlerinde kullanılmak üzere deneysel olarak J toplam eylemsizlik momenti ve W toplam sürme ağırlığının bulunması için motorun deneysel olarak bulunan sürtünme katsayılarından (B ve b), $U=213$ V ve $f=50$ Hz için elde edilen kuvvet-hız karakteristiğinden ve boşta $f=50$ Hz, $U=213$ V gerilim altında dönerken enerjisinin kesilmesinden itibaren durma anına kadar geçen süreden yararlanılmıştır. Verilen frekanstaki gerilim altında motor boşta çalışırken, döner hızı 228 d/d olarak ölçülmüş ve daha sonra enerjisi kesilerek durma anına kadar geçen süre 80 saniye olduğu tespit edilmiştir. Eğer verilen frekanstaki gerilim altında motor için deneysel olarak elde edilen kuvvet-hız karakteristiğine doğrusal bir eğri uydurulursa, bu doğru denklemden ve sürtünme kuvveti-hız değişimini veren doğru denklemden yararlanılarak motorun boşta çalışmasına ilişkin $t=0$ anından itibaren nominal hız değerine ulaşana kadar geçen süre zarfında hızının zamanla değişimini veren eğri elde dileyebilir. Öyleyse bu hızlanma eğrisinden yararlanılarak, motor enerjisi kesilmesinden itibaren durma anına kadar geçen süre içerisinde hızının zamanla değişimini veren eğri de elde edilebilir.

Eğer motor boşta çalışıyorsa denklem (3.13) 'te $M_y=0$ ve denklem (3.16) 'da $F_y=0$ alınmalıdır.

$$J \frac{d\omega}{dt} = M_m - B\omega \quad \text{ve} \quad \omega = \frac{2\pi n}{60} \quad (3.22)$$

$$W \frac{dv}{dt} = F_m - bv \quad (3.23)$$

Yukarıdaki denklemlere göre motorun boşta çalışması durumunda sürekli rejimde ürettiği moment ya da öteleme kuvveti sadece sürtünme momentini ya da

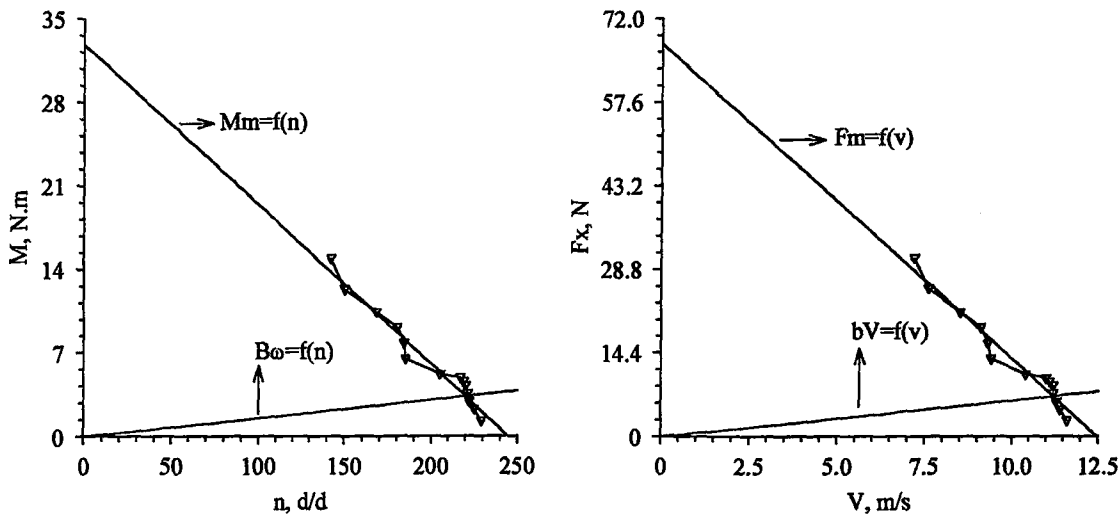
sürtünme kuvvetini yenecek kadardır ve hızlanma eğrilerinin elde edilebilmesi için denklem (3.22) 'de bulunan M_m ve ω terimleri d/d olarak döner hızın ve denklem (3.23) 'te bulunan F_m terimi ise lineer hızın fonksiyonları olarak ifade edilebilmesi gerekir.

M_m teriminin döner hız ve F_m teriminin lineer hız cinsinden ifadelerini elde etmek için yukarıda verilen şartlarda deneysel olarak elde edilen verilerden yararlanılarak moment-döner hız ve öteleme kuvveti-lineer hız ilişkisine benzetilen eğrilerden faydalanılabilir. Toplam eylemsizlik momenti ve toplam sürme ağırlığının bulunmasında kullanılan deneysel moment ve kuvvet değerleri Tablo 3.3 'te ve bu sonuçların hıza göre değişimleri Şekil 3.3 'te verilmektedir. Ayrıca, deneysel sonuçlara benzetilen doğrular ve mekanik kayıpların değişimleri de aynı şekil üzerinde verilmektedir.

Tablo 3.3. $U=213$ V ve $f=50$ Hz için iki yanlı LIM 'e ilişkin deneysel hız, moment ve kuvvet değerleri.

LIM'in 1 YANININ 1 FAZINA İLİŞKİN DENEY SONUÇLARI														
n_{LIM} (d/d)	229	225	222	221	220	219	217	205	185	184	180	168	150	142
M_{LIM} (N.m)	1.3	2.27	2.92	3.57	4.22	4.54	4.87	5.19	6.49	7.79	9.09	10.4	12.3	14.9
V_{LIM} (m/s)	11.6	11.4	11.3	11.2	11.2	11.1	11.0	10.4	9.4	9.3	9.1	8.5	7.6	7.2
F_{LIM} (N)	2.7	4.7	6.0	7.4	8.7	9.4	10.0	10.7	13.4	16.1	18.8	21.4	25.5	30.8

Bu verilerden yararlanılarak döner hız cinsinden moment ve lineer hız cinsinden kuvvet doğruları aşağıdaki gibi bulunmuştur.



Şekil 3.3. Hıza göre moment ve kuvvet değişimleri.

$$M_m = -0.134n + 32.8 \quad (3.24)$$

$$F_m = -5.42v + 67.6 \quad (3.25)$$

Aslında yukarıdaki iki denklemden birinin bilinmesi durumunda diğeri, açısal hız ile lineer hız ve moment ile kuvvet arasındaki fizik bağıntılarından faydalanılarak da bulunabilir. Örneğin F_m biliniyorsa, denklem (3.25) 'in sağ tarafı çelik diskin yarıçapıyla ($R_{sd}=0.485$) çarpılarak moment elde edilir ve daha sonra v yerine döner hız cinsinden değeri yazılarak M_m 'nin döner hız cinsinden ifadesi türetilir. M_m 'nin önceden bilinmesi durumunda ise, F_m kuvvet doğrusunu elde etmek için yukarıda anlatılanların tam tersini yapmak gerekir.

Bu doğru denklemlerini elde ettikten sonra eşit oldukları hız cinsindeki bağıntıları denklem (3.22) ve denklem (3.23) 'te yerine yazarak aşağıdaki gibi sağ tarafı sıfırdan farklı, birinci dereceden ve sabit katsayılı adi iki adet diferansiyel elde edilmiştir. Bu denklemlerin çözümleri bilinen matematiksel yöntemlerle çok basit bir şekilde yapılmıştır.

$$J \frac{d(2\pi n / 60)}{dt} = (-0.134n + 32.8) - (0.1454) \left(\frac{2\pi n}{60} \right) \quad (3.26)$$

$$W \frac{dv}{dt} = (-5.42v + 67.6) - (0.6182)v \quad (3.27)$$

Motorun $t=0$ dan itibaren hızının zamanla değişimini veren bu iki diferansiyel denklemin çözümleri aşağıdaki şekilde yapılabilir.

$$\int dt = J \frac{2\pi}{60} \int \frac{dn}{\left(-0.134 - 0.1454 \frac{2\pi}{60} \right) n + 32.8} \quad \text{ve} \quad n = 219.8 \left(1 - e^{-\frac{t}{0.7017J}} \right) \quad (3.28)$$

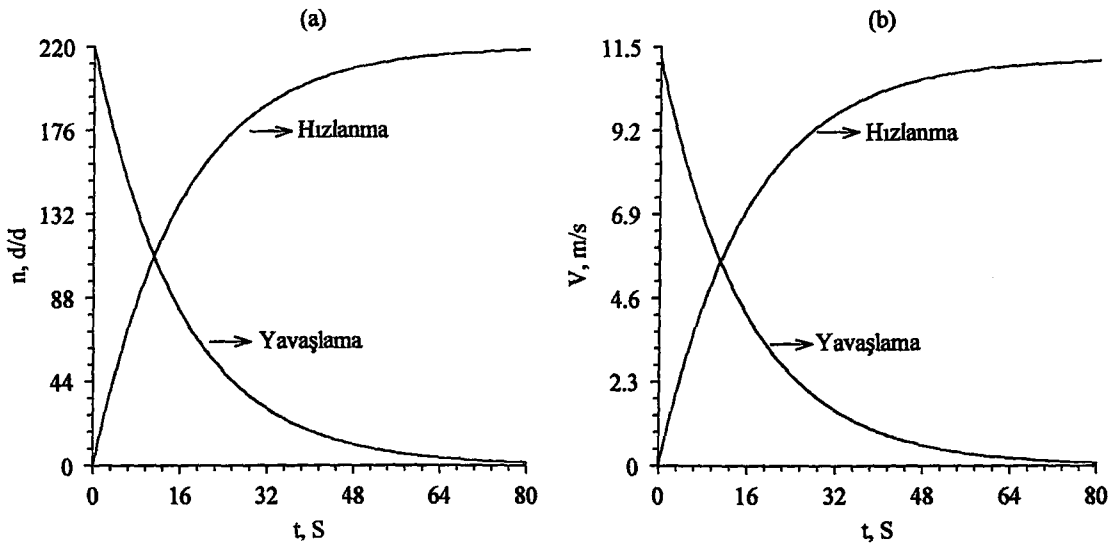
$$\int dt = W \int \frac{dv}{(-5.42 - 0.6182)v + 67.6} \quad \text{ve} \quad v = 11.195 \left(1 - e^{-\frac{t}{0.1656W}} \right) \quad (3.29)$$

Yukarıdaki sonuç ifadeleri, motor hızının sıfırdan başlayarak boştaki hız değerine ulaşana kadar geçen süre zarfında zamanla değişimini veren ifadelerdir. Bu denklemlerden faydalanılarak motorun yavaşlamasına ilişkin ifadeler bulunabilir.

$$n = 219.8 e^{-\frac{t}{0.7017J}} \quad (3.30)$$

$$v = 11.195 e^{-\frac{t}{0.1656W}} \quad (3.31)$$

Yukarıdaki iki sonuç ifadesi ise motorun enerjisi kesilmesi nedeniyle, hızının boştaki çalışma hızından başlayarak durana kadar geçen süre zarfında zamanla değişimini veren ifadelerdir. Aşağıda motorun hem hızlanma hem de yavaşlama eğrilerinin bir arada görüldüğü Şekil 3.4 verilmektedir. Verilen eğrilerden görüldüğü gibi motorun durma anından boştaki hızına ulaşana kadar geçen süre yaklaşık olarak motorun mekanik zaman sabitinin 5 katı kadardır. Bu nedenle denklem (3.30) ve (3.31)'den görülen mekanik zaman sabitleri hem döner hız hem de lineer hız açısından 5 katı alınarak, motorun boştaki hızından başlayarak durana kadar geçen süreye eşitlenirse, motora ilişkin toplam eylemsizlik momenti ve toplam sürme ağırlığı değerleri tespit edilebilir. Bulunan bu değerler aşağıda verilmektedir.



Şekil 3.4. Motorun boşta a-) zaman göre d/d ve b-) zamana göre m/s olarak hızlanması ve yavaşlaması.

$$5(0.7017J) = 80 \Rightarrow J = \frac{80}{5(0.7017)} = 22.801 \text{ kg.m}^2 \quad (3.32)$$

$$5(0.1656W) = 80 \Rightarrow W = \frac{80}{5(0.1656)} = 96.618 \text{ kg} \quad (3.33)$$

Bulunan J atalet momenti, aslında çelik diskin mil ekseninden bakıldığında görünen momenttir. Oysa, LIM düzleminden geçen bir eksenenden bakıldığında, LIM 'in eşdeğeri döner asenkron motorun atalet momenti J_m kadardır ve J momentinden farklıdır. Ancak, B_m sürtünme katsayısının belirlenmesine benzer bir şekilde J_m atalet momenti de enerjinin korunumu yasasından gidilerek bulunabilir.

$$\frac{1}{2}J_m\omega_m^2 = \frac{1}{2}J\omega_d^2 \Rightarrow J_m = J \frac{(P\tau)^2}{(2\pi R_{sd})^2} \quad (3.34)$$

$$J_m = 22.801 \frac{(4 \times 0.135)^2}{(2\pi \times 0.485)^2} = 0.716 \text{ kg.m}^2$$

LIM 'in döner eşdeğeri olan asenkron motor denklemlerinde, J atalet momenti yerine J_m momenti kullanılması gerekir.

4. MODEL LİNEER ASENKON MOTORUN MATEMATİKSEL MODELİ

4.1. Giriş

Bu çalışmada, daha önce Fırat Üniversitesi, Müh. Fak., Elektrik-Elektronik Müh. Bölümünde Kürüm, (1990) tarafından imal edilen, statoru sabit ve rotoru hareketli çift yanlı bir model LIM kullanılmıştır. Bu motor çift yanlı olarak çalışabildiği gibi tek yanlı olarak da çalışabilecek şekilde dizayn edilmiştir.

Model LIM 'in meydana geldiği önemli parçalar şunlardır; Rotoru hareketli ve statoru sabit model için taşıyıcı sehpa üzerine monte edilen ve hava aralığı ayarlayıcı düzeneği ile hava aralığı ayarlanabilen birbirine paralel iki stator, statorların arasında dönme hareketi yapan bir çelik disk, çelik diskin monte edildiği flanş mil ve yataklardan meydana gelmektedir. Ayrıca deneysel çalışmalarda kullanmak için kayış kasnak sistemi ile mile bağlı bir fuko fren sistemi mevcuttur. Bu fuko fren sistemiyle değişik yük ve hız değerlerinde motorun ürettiği kuvvet ve aktif güç ölçülür.

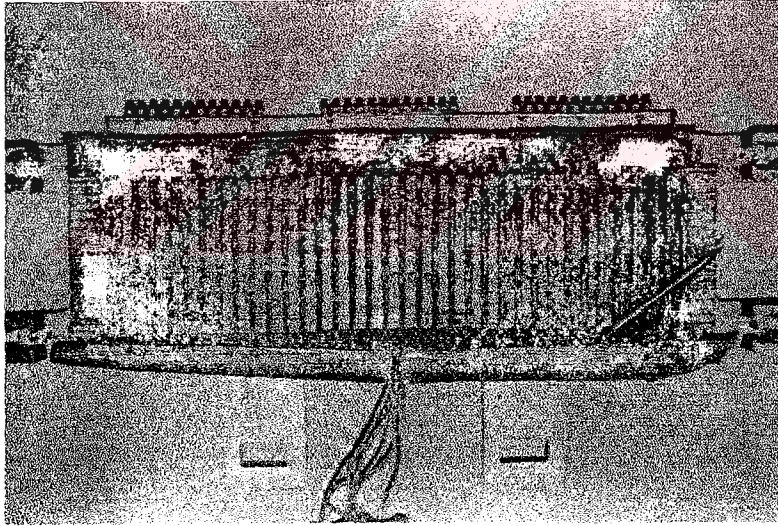
Model LIM 'in vektör kontrolünün yapılabilmesi için motora ilişkin uygun bir matematiksel model elde edilmesi gerekir. Bu nedenle, motora ilişkin bir yanın faz başı eşdeğer devre parametreleri elde edildi. Döner asenkron motorlarından farklı olarak, lineer hız ve frekansın bir fonksiyonu olan bu eşdeğer devre parametreleri elde edilirken motorda meydana gelen boyuna uç etkileri, enine kenar etkileri, sekonderdeki manyetik alan difüzyonu (nüfuz etme derinliği) ve sekonder çelik malzemesinin manyetik alana karşı doyma etkisi göz önünde tutuldu.

4.2. Stator ve Rotor Yapıları

Stator sac paketinin yerleştirilmesi için 660mm uzunluğunda ve 20mm kalınlığında dökme alüminyumdan iki adet gövde bulunmaktadır. Gövde üzerinde sac paketini yerleştirmek için üç adet kırlangıç kuyruğu kanalı mevcuttur. Her biri 0.3mm kalınlığında bulunan silisyumlu sac levhalardan 434 tanesi bir araya getirilerek 13mm kalınlığında iki adet stator sac paketi oluşturulmuştur. Sac levhalardan her birinin

uzunluğu 540mm ve eni 40mm dir. Üç adet kırlangıç kuyruğu bulunan sac levhaların, üzerinde açılmış bulunan oyukların sayısı 36, her bir oyuğun derinliği 18mm ve genişliği ise 8mm dir.

Stator oyuklarına yerleştirilmiş bulunan 3 faz sargılarından her birinde 4 adet bobin mevcuttur. Bobinlerin oluşturulmasında kullanılan bakır iletkeninin çapı 0.65mm kadardır. Her faz stator sargısı 4 adet kutup oluşturacak şekilde yerleştirilmiştir. Faz sargılarında kullanılan bobinlerden her biri eşit genişlikte ve eşit adımda olmayan üç adet alt bobinden meydana gelmektedir. Bu alt bobinlerin adım sırası 6,8 ve 10 oyuk kadardır. Her alt bobin 22 çift sarımlıdır. Sarım iki tabakalı olduğuından her oyukta 44 çift sarım bulunmaktadır. Sarımdaki bir fazın bir alt bobin kenarı ile diğer iki fazın üç alt bobin kenarı uzun bulunmaktadır. Bir yanın stator sarımı ile diğer yanın stator sarımı simetrik konumdadır. Motorun sarılı bulunan iki yanın stator kısımları Fotoğraf 4.1 'de görölmektedir. Her fazın sargı direnci ve endüktansı hassas elektronik bir ölçü aletiyle daha önceden ölçölmüş olup değerleri Tablo 4.1 'de verilmektedir (Kürüm, 1990).



Fotoğraf 4.1. İki yanlı LIM 'in primer görünümü.

Model LIM hareketinin sürekli olması için rotor 1.2m çapında, 12mm kalınlığında masif malzemeden çelik bir disk şeklindeyir. Bu çelik diskin dönmesini sağlayan uygun bir sehpa, mil ve yataklar mevcuttur. Ayrıca uygun sehpa üzerine monte edilmiş olan statorlar çeşitli düzeneklerle rotordan uzağa ve yakına alınarak hava aralığı istenilen

ölçüde ayarlanabilmektedir. İki yanlı LIM 'in bir görünümü Fotoğraf 4.2 'de görülmektedir.

Tablo 4.1. Model LIM faz sargılarının direnç ve endüktans değerleri.

Uçlar	1. Motor		2. Motor	
	$R_s (\Omega)$	$L_s (mH)$	$R_s (\Omega)$	$L_s (mH)$
U-X	2.9	13.62	3.4	16.65
V-Y	3.5	16.63	3.4	16.46
W-Z	3.5	16.50	2.8	13.61

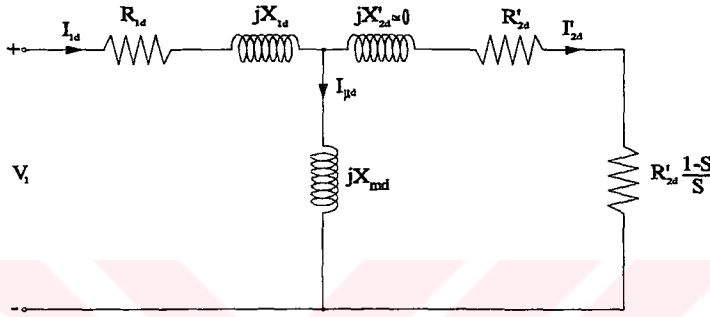


Fotoğraf 4.2. İki yanlı LIM 'in bir görünümü.

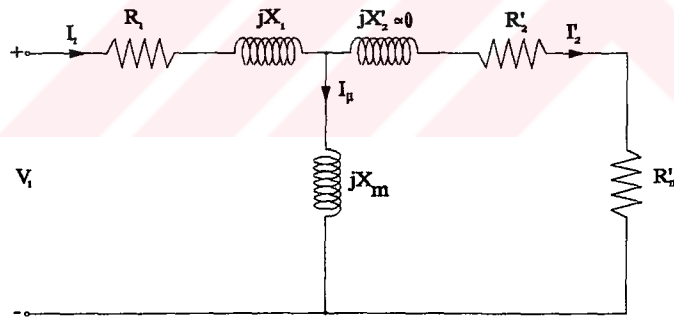
4.3. Matematiksel Model

Şimdiye kadar yapılan literatür çalışmalarına göre boyuna uç etkileri, enine kenar etkileri ve sekonderdeki deri etkileri göz önünde tutularak bir, iki ve üç boyutlu doğrudan manyetik alan analizi yöntemiyle lineer asenkron motorların sürekli rejimde performans karakteristikleri hesaplanabilmektedir (Boldea ve Nasar, 1978). Ayrıca bu tür çalışmalarda, motorun sürekli rejim analizlerinde, süperpozisyon yöntemiyle

yukarıda bahsedilen etkileri de göz önünde bulunduran sözde tek boyutlu doğrudan manyetik alan analiz yönteminin pratik amaçlar için yeterli olduğu gösterilmiştir (Nasar ve Boldea, 1975). Bu nedenle, bu alan analiz yöntemi kullanılarak model LIM 'in hem hızın hem de frekansın fonksiyonu olan eşdeğer devre parametreleri türetildi. Uç etkileri nedeniyle döner asenkron motorun eşdeğer devresi lineer asenkron motora tatbik edilemezdi. Karşılaştırmak bakımından Şekil 4.1 ve Şekil 4.2 'de döner asenkron motorun (veya ideal lineer asenkron motorun) ve daha önce bahsedilen etkileri göz önünde bulunduran LIM eşdeğer devreleri verilmektedir.



Şekil 4.1. Döner asenkron motorun faz başı eşdeğer devresi.



Şekil 4.2. Faz başı LIM eşdeğer devresi.

LIM için kullanılan bu eşdeğer devre üç önemli etki, boyuna uç etkisi, enine kenar etkisi ve sekonderdeki alan difüzyonu hesaba katılarak kurulan alan denklemlerinden hesaplandı. Sekonder çelik malzemesindeki manyetik doyma ise bir düzeltme faktörü ile hesaba katıldı. Ayrıca elde edilen bu eşdeğer devre parametreleri kullanılan manyetik alan analizi yöntemi haricinde başka teknikler de kullanılarak bulunabilmektedir. Şekil 4.1 ve Şekil 4.2 'deki devreler karşılaştırılacak olursa, LIM 'de meydana gelen ve

yukarıda bahsedilen bazı etkilere dolayı R'_2 , R'_m , X_m ve X'_2 parametrelerinin (Şekil 4.2) kutup sayısına, kaymaya, kutup adımına, iyelik faktörüne, hava aralığına ve primer akım tabakasına bağımlı olmaları nedeniyle diğer devredeki parametrelerden (Şekil 4.1) oldukça farklı olmaktadır. Anma frekans değerinde deri etkisi az olması nedeniyle ince levha çelik sekondere sahip model LIM için $X'_2 \cong 0$ alındı.

Bir eşdeğer devrenin tamamen motoru temsil edebilmesi için eşdeğer devreden elde edilen aktif ve reaktif güçler (Şekil 4.2) manyetik alan analizinden elde edilen aktif ve reaktif güçlere eşit olmalıdır. Ayrıca model LIM için kullanılan eşdeğer devrede mekanik güç R'_m ile temsil edildi ve sekonder güç kaybı ise R'_2 ile göz önünde bulunduruldu. Döner asenkron makinaların eşdeğer devresinden farklı olarak LIM eşdeğer devresinde bu iki direncin birbirlerinden ayrı tutulmasının sebebi uç etkilerini göz önünde tutmak içindir. Eşdeğerlilik şartlarından ve Şekil 4.2 'den aşağıdaki denklemler yazılabilir. Bu denklemlerin elde edilebilmesi için yapılan cebirsel işlemler EK-2 'de verilmektedir.

$$W_m = 3 \left(\frac{1}{2} M' I_m^2 \right) = 3 \left[\frac{1}{2} M' (I_1^2 - I_2'^2) \right] \quad (4.1)$$

$$P_2 = 3 R'_2 I_2'^2 \quad (4.2)$$

$$P_m = 3 R'_m I_2'^2 \quad (4.3)$$

$$F_x U_s = K_{Fx} (P_2 + P_m) \quad (4.4)$$

Burada W_m hava aralığında depolanan toplam manyetik enerjiyi, P_2 eddy akımlarından dolayı sekonderde meydana gelen kayıpları, R'_2 sekonderin eddy akımlarından dolayı primere indirgenmiş eşdeğer direncini, P_m sekonderde üretilen mekanik gücü, R'_m sekonderde mekanik gücü temsil eden primere indirgenmiş eşdeğer direnci, F_x motorun ürettiği öteleme kuvvetini, U_s motorun senkron hızını ve K_{Fx} güç denge koşullarından gelen ek bir düzeltme faktörünü göstermektedir.

(4.1) - (4.4) arası denklemler göz önünde tutularak yapılan bazı cebrik işlemlerden sonra aşağıdaki denklemler türetilebilir.

$$R'_2 = \frac{P_2}{3I_1^2} (1 + y^2) \quad (4.5)$$

$$R'_m = \frac{P_m}{3I_1^2} (1 + y^2) \quad (4.6)$$

$$M' = \frac{2W_m}{3I_1^2} \left(1 + \frac{1}{y^2} \right) \quad (4.7)$$

$$K_{Fx} = \frac{F_x U_s}{P_2 + P_m} \quad (4.8)$$

$$y = \frac{Q_2}{P_2 + P_m} \quad (4.9)$$

$$Q_2 = 2\omega W_m \quad (4.10)$$

$$\cos \phi_2 = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{Q_2^2}{(P_2 + P_m)^2}}} \quad (4.11)$$

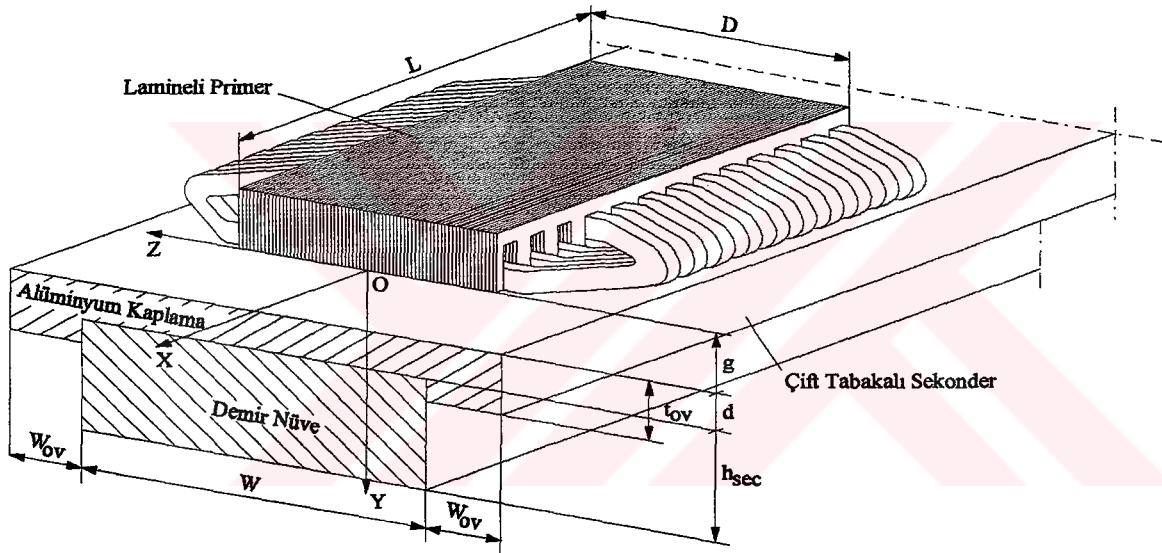
$$\eta_2 = \frac{P_m}{P_m + P_2} \quad (4.12)$$

Burada Q_2 sekonder reaktif gücünü, ω kaynak açısal frekansını, $\cos \phi_2$ sekonder güç faktörünü ve η_2 sekonder verimini göstermektedir.

Bu eşdeğer devre parametrelerinin bulunması için sözde tek boyutlu analiz tekniği kullanılarak (4.5) – (4.7) arası ve (4.9) denklemleri yardımıyla R'_2 , R'_m ve M' değerleri

bulunabilir. Ayrıca herhangi bir LIM için eşdeğer devre parametreleri R'_2 , R'_m ve M' hız ve frekansa bağlı fonksiyonlardır. Bu nedenle, belli bir akım için çeşitli frekans değerlerinde bu parametrelerin hıza göre değişimlerine eğriler uydurularak herhangi bir frekans ve hız değeri için interpolasyon yoluyla LIM'in performansı hemen bulunabilir.

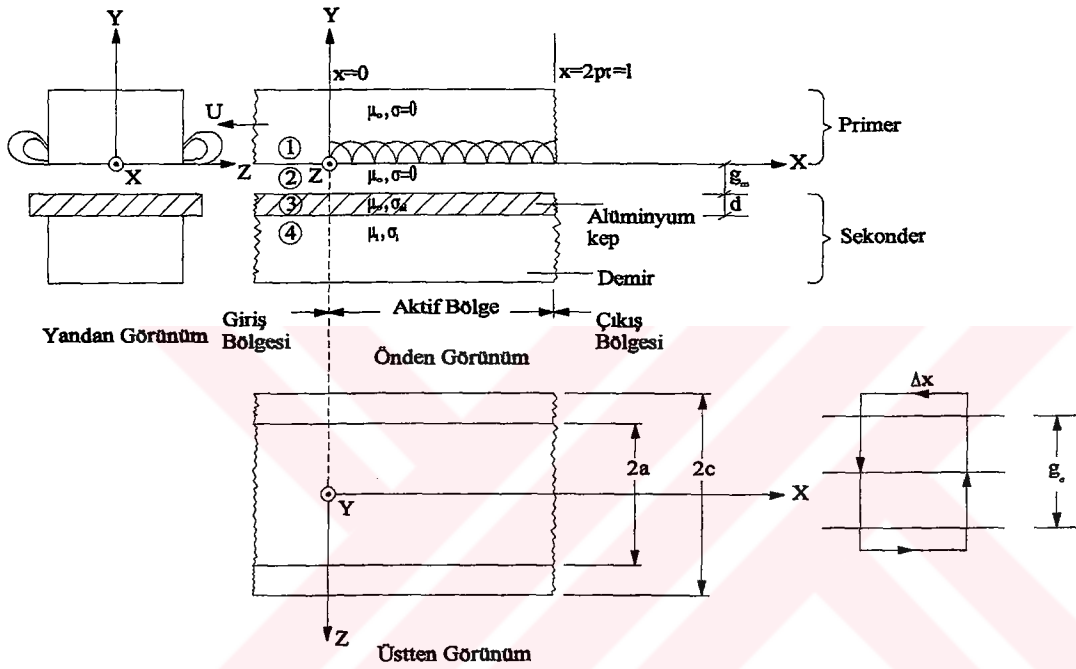
Bu çalışmada ele alınan model LIM'e ilişkin sözde tek boyutlu manyetik alan denklemlerini kurmak için Kanada Raylı Yer Taşımacılığı Enstitüsü'nde test amacıyla kullanılan tek yanlı LIM baz alındı (Gieras, 1993). Bu model için kurulan denklemler daha sonra model çift yanlı LIM'e uyarlandı. Baz alınan modelin bir görünümü Şekil 4.3'te verilmektedir.



Şekil 4.3. Baz alınan tek yanlı LIM'in şematik görünümü.

Mevcut bulunan model LIM, hareket doğrultusunda eğer tam ortasından kesilecek olursa, elde edilecek olan tek yanlı ve simetrik iki adet motorun her biri Şekil 4.3'te verilen motorun benzeri olacaktır. Bu motorlardan biri için kurulacak manyetik alan denklemleri diğeri için de geçerli olur. Yalnız, elde edilen bu motorların sekonderinde, baz alınan modeldeki gibi demir üzerine giydirilmiş tek yüzü alüminyum kep bulunmamaktadır. Bundan dolayı sekonderde öteleme kuvvetini oluşturacak akımlar alüminyum değil çelik üzerinde indüklenecektir. Yani, bu motorda sekonder çelik malzemesi hem akım indüklemesi için hem de manyetik alan iletimi için görev

yapmaktadır. Oysa ki literatür çalışmalarına göre bu tür motorlarda akım indüklemesi için elektriksel iletkenliği iyi olan alüminyum veya bakır gibi malzemeler, manyetik iletkenlik için de genellikle demir malzeme kullanılmaktadır. Bu nedenle, yapılan deneysel ve teorik çalışmalarda ele alınan model LIM performansının düşük olduğu tespit edildi. Model çift yanlı LIM 'den düşünülerek elde edilen tek yanlı iki adet LIM 'lerden her birinin şematik olarak yandan, önden ve üstten görünüşleri Şekil 4.4 'te verilmektedir.



Şekil 4.4. Sözde tek boyutlu analizde kullanılan tek yanlı LIM modeli.

4.3.1. Tek Yanlı LIM 'in Manyetik Alan Analizi

Tek yanlı LIM 'e uygulanan sözde tek boyutlu teoride enine kenar etkisi, deri etkisi ve sekonderin manyetik doyma etkisi uygun katsayılar yardımıyla hesaba dahil edildi. Bunu yapmak için gerçek lineer asenkron motora eşdeğer ideal bir motor göz önünde tutuldu. Enine kenar, deri ve manyetik doyma etkileri bulunmayan bu ideal motor değişken σ_e eşdeğer sekonder iletkenliğe ve g_e eşdeğer hava aralığına sahiptir. Şekil 4.4 'de görüldüğü gibi bu motor dört ayrı bölgeye sahiptir.

- 1- Primer, 2- Hava aralığı, 3- Alüminyum kep ve 4- Demir

Model LIM 'in matematiksel denklemlerini kurmadan önce aşağıdaki varsayımlar yapıldı.

- 1-) Bütün katmanlar $\pm X$ doğrultusunda sonsuza uzanmıştır. Ancak, öteleme kuvvetini ve reaktif gücü hesaplarken motorun bulunmadığı bölgelerde (çıkış ve giriş bölgelerinde) manyetik alan ihmal edilmiştir.
- 2-) Model 'in referans çatısı primerde alınmıştır. Primer sargısı aktif bölgeyle sınırlandırılmıştır.
- 3-) Zaman ve uzay değişimleri sinüzoidal olduğu düşünülmüştür.
- 4-) Uyarma sargıları primer oyuklarına yerleştirilmiştir. Bu oyuklardaki sargıların meydana getirdiği uyarma kalınlığı ihmal edilecek derecede ve aynı oranda magneto motor kuvvetini oluşturan bir akım tabakasıyla temsil edilmiştir. Bu akım tabakasının sadece temel bileşeni göz önünde bulundurulmuştur.
- 5-) Enine kenar etkileri, deri etkisi, sekonderde bulunan demirin doyması, hava aralığındaki manyetik alan kaçağı ve primerin oyuk etkisi daha sonra tanımlanacak olan uygun düzeltme faktörleriyle hesaba dahil edilmiştir.
- 6-) Akımlar sadece Z doğrultusunda olduğu kabul edilmiştir.
- 7-) Z doğrultusundaki değişimler ihmal edilmiştir.

Yapılan bu varsayımlar şu şekilde irdelenebilir. 1., 2., 4. ve 5. varsayımlar modelin matematiksel denklemleri kurulabilmesi için yapılmıştır. 3. varsayımın yapılmasının nedeni ise uyarmanın zamanla sinüzoidal olarak değişmesinden kaynaklanmaktadır. 6. ve 7. varsayımlar analizin iki boyutlu yapılmasını kolaylaştırmaktadır.

$0 \leq x \leq l$ aralığında aktif bölgede Şekil 4.4 'te görülen X-Y düzlemindeki temel çevre için Amper kanunu uygulanacak olursa;

$$g_e \frac{\partial \bar{H}_r}{\partial x} = J_m e^{-jkx} + \bar{J}_2 d \quad (4.13)$$

denklemini yazılabilir. Burada H_r hava aralığı manyetik alan şiddetini, J_m primer eşdeğer akım tabakasının genliğini, J_2 sekonder akım yoğunluğunu, d sekonder alüminyum

kepin kalınlığını, k dalga sayısını ve x ise konumu göstermektedir. Ohm kanunundan ise aşağıdaki denklem yazılabilir.

$$\frac{\partial \bar{J}_2}{\partial x} = \mu_o \sigma_e U \frac{\partial \bar{H}_r}{\partial x} + j\omega \mu_o \sigma_e \bar{H}_r \quad (4.14)$$

μ_o boşluğun permabilitesini ve U ise motorun hızını göstermektedir. Denklem (4.13) 'ün x 'e göre türevi alındıktan sonra elde edilecek denklemde, denklem (4.14) yerine konulacak olursa aşağıdaki ikinci dereceden diferansiyel denklem elde edilir.

$$\frac{\partial^2 \bar{H}_r}{\partial x^2} - \mu_o \sigma_e U \frac{d}{g_e} \frac{\partial \bar{H}_r}{\partial x} - j\omega \mu_o \sigma_e \frac{d}{g_e} \bar{H}_r = -j \frac{k}{g_e} J_m e^{-jkx} \quad (4.15)$$

Denklem (415) ile ilgili aşağıdaki tanımlar yapılacak olursa;

$$G_e = \frac{\omega}{k^2} \mu_o \sigma_e \frac{d}{g_e} \quad (4.16)$$

$$g_e = \frac{g_o K_c K_l (1 + K_s)}{K_{mt}} \quad (4.17)$$

$$\sigma_e = \frac{\sigma_{al}}{K_{sk}} \frac{K_{iron}}{K_{tr}} \quad (4.18)$$

aşağıdaki gibi sade bir şekilde yazılabilir.

$$\frac{\partial^2 \bar{H}_r}{\partial x^2} - G_e k (1 - S) \frac{\partial \bar{H}_r}{\partial x} - j G_e k^2 \bar{H}_r = -j \frac{k}{g_e} J_m e^{-jkx} \quad (4.19)$$

Burada G_e iyelik faktörünü, g_o etkin hava aralığını, K_c Carter katsayısını, K_l hava aralığı sızıntı (kaçak) faktörünü, K_s demirin doyma faktörünü, K_{mt} ve K_{tr} alüminyum

için enine kenar etki katsayılarını, σ_{al} alüminyum iletkenliğini, K_{iron} demir faktörünü, K_{sk} deri etkisi faktörünü ve S kaymayı göstermektedir. Akım tabakasının genliğini aşağıdaki şekilde ifade etmek mümkündür.

$$J_m = \frac{\sqrt{2}mW_1I_1K_{w1}}{p\tau} \quad (4.20)$$

$$K_{w1} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2m}\right)}{q \sin\left(\frac{\pi}{2mq}\right)} \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{w_c}{\tau}\right) \quad (4.21)$$

m faz sayısını, W_1 faz başı sarım sayısını, I_1 primer faz akımını, K_{w1} sargı faktörünü (Gieras ve diğ., 1987), w_c primer bobin adımını, p çift kutup sayısını ve τ kutup adımını göstermektedir. Denklem (4.15) 'in ya da denklem (4.19) 'un genel çözümü aşağıdaki gibi olur.

$$\bar{H}_t = \bar{A}_1 e^{k\bar{\gamma}_1(x-l)} + \bar{A}_2 e^{k\bar{\gamma}_2 x} + \bar{B}_n e^{-jkx} \quad (4.22)$$

$\bar{B}_n$, uç etkisi yokken hava aralığındaki normal manyetik alanı temsil etmektedir.

$\bar{\gamma}_1$ ve $\bar{\gamma}_2$ ise hava aralığındaki manyetik alanın propagasyon sabitleridir.

$$\bar{B}_n = \frac{jJ_m}{g_e k (1 + jSG_e)} \quad (4.23)$$

Ayrıca toplam manyetik alanı şu şekilde de yazmak mümkündür.

$$\bar{H}_t = \bar{H}_r + \bar{H}_0 \quad (4.24)$$

Burada $\bar{H}_0$ sekonder yokken normal hava aralığı manyetik alanıdır.

$$\bar{H}_0 = \frac{jJ_m}{g_e k} e^{-j k x} \quad (4.25)$$

Denklem (4.15) $x \leq 0$ ve $x \geq 1$ aralığında da geçerli olmaktadır. Ancak, burada primer MMK 'sı olmadığı için hava aralığı manyetik alanları şu şekilde yazılabilir.

$$\bar{H}_0 = \bar{A}_0 e^{k \bar{\gamma}_1 x} \quad x \leq 0 \quad \text{ için} \quad (4.26)$$

$$\bar{H}_3 = \bar{A}_3 e^{k \bar{\gamma}_2 (x-1)} \quad x \geq 1 \quad \text{ için} \quad (4.27)$$

Sınır koşulları kullanılarak $\bar{A}_0$, $\bar{A}_1$, $\bar{A}_2$ ve $\bar{A}_3$ katsayıları bulunabilir. Örneğin $x=0$ ve $x=1$ noktalarında manyetik akının ve sekonder akım yoğunluğunun sürekliliğinden dolayı aşağıdaki denklemlerin geçerli olması gerekir.

$$\bar{H}_t \Big|_{x=0} = \bar{H}_0 \Big|_{x=0} ; \quad \frac{\partial \bar{H}_r}{\partial x} \Big|_{x=0} = \frac{\partial \bar{H}_0}{\partial x} \Big|_{x=0} \quad (4.28)$$

$$\bar{H}_t \Big|_{x=1} = \bar{H}_3 \Big|_{x=1} ; \quad \frac{\partial \bar{H}_r}{\partial x} \Big|_{x=1} = \frac{\partial \bar{H}_3}{\partial x} \Big|_{x=1} \quad (4.29)$$

Bu sınır koşullarından A_0 , A_1 , A_2 ve A_3 katsayıları ve denklem (4.15) 'in karakteristik denkleminin kökleri olan $\bar{\gamma}_1$ ve $\bar{\gamma}_2$ aşağıdaki şekilde bulunur. Katsayı ve köklerin bulunmasıyla ilgili yapılan işlem basamakları EK-3 'te verilmektedir.

$$\bar{A}_1 = \frac{-jJ_m \left(\bar{\gamma}_2 + S G_e \right)}{g_e k \left(\bar{\gamma}_2 - \bar{\gamma}_1 \right) \left(1 + j S G_e \right)} = \frac{-\bar{B}_n \left(\bar{\gamma}_2 + S G_e \right)}{\left(\bar{\gamma}_2 - \bar{\gamma}_1 \right)} \quad (4.30)$$

$$\bar{A}_2 = \frac{jJ_m \left(\bar{\gamma}_1 + SG_e \right)}{g_e k \left(\bar{\gamma}_2 - \bar{\gamma}_1 \right) \left(1 + jSG_e \right)} = \frac{\bar{B}_n \left(\bar{\gamma}_1 + SG_e \right)}{\left(\bar{\gamma}_2 - \bar{\gamma}_1 \right)} \quad (4.31)$$

$$\bar{A}_0 = \bar{A}_1 e^{-kl\bar{\gamma}_1} + \bar{A}_2 + \bar{B}_n \quad (4.32)$$

$$\bar{A}_3 = \bar{A}_1 + \bar{A}_2 e^{kl\bar{\gamma}_2} + \bar{B}_n \quad (4.33)$$

$$\bar{\gamma}_1 = \frac{G_e(1-S)}{2} \left[\sqrt{\frac{b_1+1}{2}} + 1 + j\sqrt{\frac{b_1-1}{2}} \right] \quad (4.34)$$

$$\bar{\gamma}_2 = \frac{-G_e(1-S)}{2} \left[\sqrt{\frac{b_1+1}{2}} - 1 + j\sqrt{\frac{b_1-1}{2}} \right] \quad (4.35)$$

$$b_1 = \sqrt{1 + \frac{16}{G_e^2 (1-S)^4}} \quad (4.36)$$

Dikkat edilirse yukarıdaki bütün ifadelerde enine kenar etkisi, deri etkisi ve varsa sekonder demirinin doyma etkisi göz önünde bulundurularak hesaplanacak olan G_e iyelik faktörü bulunmaktadır.

Denklem (4.16) K_{mt} ve K_{tr} Bolton ifadelerinden bulunması ile iyelik faktörünü vermektedir (Bolton, 1970).

$$K_{tr} = \frac{K_x^2}{K_R} \frac{1 + \left(\frac{SG'_R K_R}{K_x} \right)^2}{1 + S^2 G_R'^2} \geq 1 \quad (4.37)$$

$$G'_R = \frac{\omega \mu_o}{k^2} \sigma_{al} \frac{d}{g_o K_c K_l (1 + K_s)} \quad (4.38)$$

$$K_R = 1 - \operatorname{Re} \left[(1 - jSG'_R) \frac{\lambda}{\alpha a_e} \tanh(\alpha a_e) \right] \quad (4.39)$$

$$K_x = 1 + \operatorname{Re} \left[(SG'_R + j) \frac{SG'_R \lambda \tanh(\alpha a_e)}{\alpha a_e} \right] \quad (4.40)$$

$$\lambda = \frac{1}{1 + \sqrt{1 + jSG'_R} \tanh(\alpha a_e) \tanh[k(c - a_e)]} \quad (4.41)$$

$$\alpha = k\sqrt{1 + jSG'_R} \quad ; \quad k = \frac{\pi}{\tau} \quad ; \quad 2a_e = 2a + g_o \quad (4.42)$$

$$g_o = g_m + d \quad (4.43)$$

$$K_{mt} = \frac{K_R}{K_x} K_{tr} \leq 1 \quad (4.44)$$

Hava aralığı sızıntı faktörü ve Carter katsayısı şu şekilde ifade edilmektedir (Güldemir, 1999; Lee ve Chin, 1979).

$$K_i = \frac{\sinh(kg_o K_c)}{kg_o K_c} \geq 1 \quad (4.45)$$

$$K_c = \frac{t_1}{t_1 - \theta_1 g_o} \quad (4.46)$$

$$\theta_1 = \frac{4}{\pi} \left\{ \frac{b}{2g_o} a \tan\left(\frac{b}{2g_o}\right) - \ln \left[\sqrt{1 + \left(\frac{b}{2g_o}\right)^2} \right] \right\} \quad (4.47)$$

Burada t_1 primer oyuk adımı ve b primer oyuk açıklığıdır. Döner makinalarda $g_o/\tau < 0.02$ olduğundan dolayı $K_i=1$ alınmaktadır.

K_s faktörü sekonder demiri için manyetik doyma katsayısıdır. Sekonderde solid demir kullanıldığı zaman, K_s sıfırdan farklı olur ve hesaplanması gerekir. Solid demirin ortalama akı yolu uzunluğu k^{-1} ve demirdeki manyetik alanın nüfuz etme derinliği δ_i kadar olduğu göz önünde tutulursa, doyma faktörü aşağıdaki biçimde yazılabilir.

$$K_s = \frac{\mu_o}{\mu_i \delta_i g_o K_c k^2} \quad (4.48)$$

Burada K_s faktörünün bulunması için demirin μ_i ortalama permabilitesi ve δ_i penetrasyon derinliğinin önceden hesaplanması gerekir.

$$\delta_i = \text{Re} \left(\frac{1}{\sqrt{k^2 + j \frac{\omega \mu_i S \sigma_i}{K_{ti}}}} \right) \quad (4.49)$$

Dikkat edilirse denklem (4.49) 'da μ_i ve K_{ti} hala bilinmemektedir. Ancak, denklem (4.37) 'de $SG'_R \ll 1$ alınarak ve demir genişliğinin primer genişliğine eşit olduğunu kabul ederek ($c=a_e$) K_{ti} bulunabilmektedir.

$$K_{ti} = \frac{1}{1 - \frac{i}{ka_e} \tanh \left(\frac{ka_e}{i} \right)} \quad (4.50)$$

Burada i genellikle 1, 2, 3 gibi alınan sekonder demirindeki solid demirin laminasyon sayısıdır.

Demirin permabilitesi μ_i 'yi uygun bir değer olarak bulmak için demirin derinliğine doğru üstel bir manyetik alan dağılımı olduğunu varsayarak demir yüzeyinde ve x doğrultusunda $|\bar{B}_x|$ gibi bir manyetik alan bulunduğunu tanımlamak gerekir.

$$\left| \frac{-}{B_x} \right| \cong \frac{\left| \frac{-}{B_{gi}} \right|}{\delta_i k} K_{pf} \quad (4.51)$$

Burada K_{pf} değeri 1.1 ile 1.2 arasında olan yüksek derecede doyma meydana geldiği sıfır hızlarında bile çekirdeğin titreşimli akı yoğunluğu bileşenini göz önünde tutan bir faktördür. B_{gi} normal hava aralığı akı yoğunluğu ise aşağıdaki ifadeyle bulunabilmektedir.

$$B_{gi} = \frac{jJ_m \mu_o}{g_e k(1 + jSG_e)} \quad (4.52)$$

Deri etkisi katsayısı K_{sk} yeteri derecede küçük ve döner elektrik makinaları için yazılan ifadeye benzer biçimde yazmak mümkündür (Stoll, 1972).

$$K_{sk} = \frac{d}{2d_s} \frac{\sinh\left(\frac{d}{d_s}\right) + \sin\left(\frac{d}{d_s}\right)}{\cosh\left(\frac{d}{d_s}\right) - \cos\left(\frac{d}{d_s}\right)} \quad (4.53)$$

Burada d_s alüminyumdaki nüfuz etme derinliği şu şekilde ifade edilebilir.

$$d_s = \text{Re} \left[\frac{1}{\sqrt{k^2 + j\omega \mu_o S \sigma_{al}}} \right] \quad (4.54)$$

Denklem (4.18) 'te σ_e elektriksel iletkenliğin bulunmasında kullanılan K_{iron} demir faktörünün bulunması için aşağıdaki ifade kullanılarak bulunabilir.

$$K_{iron} = 1 + \frac{\frac{\sigma_i}{K_{ti}} \frac{\delta_i}{d}}{\frac{\sigma_{al}}{K_{tr} K_{sk}}} \quad (4.55)$$

Burada σ_i sekonder demirinin elektriksel iletkenliğidir. μ_i 'nin bulunması için underrelaxation yöntemini kullanan bir algoritma ile demirin permabilitesine en uygun değer tayin edilmektedir.

μ_o , J_m , motorun ebadı ve kayma değerinin bilinmesi durumunda, motorun sekonder demirine başlangıç değeri olarak bir bağıl permabilite belirlenerek ($\mu_r=1000$ gibi) denklem (4.49) 'dan δ_i , denklem (4.48) 'den K_s ve (3.37) - (4.44) arası denklemlerden Bolton katsayıları K_{tr} ve K_{mt} hesaplanabilmektedir. (4.16) - (4.18) arası denklemler yardımıyla da G_e iyelik faktörü, g_e eşdeğer hava aralığı ve σ_e eşdeğer iletkenlik hesaplanabilmektedir. İlk olarak denklem (4.52) ve denklem (4.51) kullanılarak $\bar{B}_g$ 'ye ve $|\bar{B}_x|$ 'e uygun değerler atanamamaktadır ancak, denklem (4.51) 'den bulunan $|\bar{B}_x|$ 'in K_e katı değeri için ($K_e |\bar{B}_x|$ ve $K_e \approx 0.9$) demirin B-H mıknatıslanma eğrisinden yeni bir bağıl permabilite (μ_r') belirlenmektedir. Ardışıl iki iterasyon arasındaki fark %1 olana kadar yukarıda anlatılan işlem basamakları tekrar edilmektedir. Yakınsama sağlanamaması durumunda bağıl permabilite için yeni bir başlangıç değeri olarak aşağıdaki ifadeyle verilen değeri atanmaktadır.

$$\mu_r = \mu_r + 0.1(\mu_r' - \mu_r) \quad (4.56)$$

Yakınsama sağlandığı en son iterasyondaki μ_r değeri en uygun değer olarak kabul edilerek yukarıda anlatılan işlem basamakları ışığında motor için G_e iyelik faktörü, g_e eşdeğer hava aralığı ve σ_e eşdeğer iletkenlik hesaplandıktan sonra çözüm denklemleri (4.22) 'nin, (4.26)'nın ve (4.27)'nin $\bar{A}_0$, $\bar{A}_1$, $\bar{A}_2$ ve $\bar{A}_3$ katsayıları ile hava aralığı manyetik alan propagasyon sabitleri olan $\bar{\gamma}_1$ ve $\bar{\gamma}_2$ (4.30) - (4.36) arası denklemler kullanılarak bulunmaktadır.

4.3.2. Güç ve Kuvvet Hesaplamaları

Şekil 4.2 'de verilen eşdeğer devrenin bir lineer asenkron motoru temsil edebilmesi için devreden elde edilen aktif ve reaktif güçler, yapılan sözde tek boyutlu

manyetik alan analizinden elde edilen aktif ve reaktif güçlere eşit olmalıdır. Bu güç denge koşulunun sağlanabilmesi için ayrıntı 4.3.1. 'de hesaplanan manyetik alan sonuçları kullanılarak motora ilişkin öteleme kuvveti, normal çekme/itme kuvveti, manyetik alanda depolanan toplam enerji, motorun ürettiği mekanik güç, motorun sekonder demirinde eddy akımlarından dolayı meydana gelen kayıp güç, motorun sekonder reaktif gücü ve motorun maruz kaldığı frenleme kuvveti hesaplanabilmektedir (Pai ve diğ., 1988).

$$F_t = a_e \mu_o g_e \operatorname{Re} \left[\int_0^1 \frac{\partial \bar{H}_o}{\partial x} \bar{H}_t^* dx \right] \quad (4.57)$$

$$F_b = a_e \mu_o g_e \operatorname{Re} \left[\int_0^1 \frac{\partial \bar{H}_t}{\partial x} \bar{H}_t^* dx \right] \quad (4.58)$$

$$F_x = |F_t - F_b| \quad (4.59)$$

$$F_n = \frac{W_m}{g_e} + a_e \mu_o g_e \operatorname{Re} \left[\int_0^1 \frac{\partial \bar{H}_r}{\partial x} \bar{J}_1^* dx \right] \quad (4.60)$$

$$P_m = F_x (1 - S) \frac{\omega}{k} \quad (4.61)$$

$$P_2 = \frac{a_e d}{\sigma_e} \int_0^1 \left| g_e \frac{\partial \bar{H}_r}{\partial x} \right|^2 dx \quad (4.62)$$

$$W_m = a_e \mu_o g_e \int_0^1 \left| \bar{H}_t \right|^2 dx \quad (4.63)$$

Burada F_t toplam öteleme kuvvetini, F_b frenleme kuvvetini ve F_n hareket doğrultusundaki kuvvetlere dik olan normal çekme/itme kuvvetini göstermektedir. Sekonder reaktif gücünün hesaplanması için denklem (4.10) kullanılabilir.

Denklem (4.57) - (4.63) arası ifadelerinde bulunan integrasyonlar alınarak güç, enerji ve kuvvet sonuçları aşağıdaki gibi son haliyle yazılabilir.

$$|F_t| \cong \frac{J_m a_e \mu_o}{k} \operatorname{Re} \left[\frac{\bar{A}_2^* \frac{e^{k\bar{\gamma}_2 l} - 1}{\bar{\gamma}_2 - j} + \bar{B}_n k l}{\bar{\gamma}_2 - j} \right] \quad (4.64)$$

$$|F_b| \cong a_e \mu_o g_e \operatorname{Re} \left[\frac{\bar{\gamma}_2 \left| \bar{A}_2 \right|^2 \frac{e^{k2\operatorname{Re}(\bar{\gamma}_2)l} - 1}{2\operatorname{Re}(\bar{\gamma}_2)} + \bar{\gamma}_2 \bar{A}_2 \bar{B}_n^* \frac{e^{k\bar{\gamma}_2 l} - 1}{\bar{\gamma}_2 + j}}{2\operatorname{Re}(\bar{\gamma}_2)} \right] \quad (4.65)$$

$$-j \bar{B}_n \bar{A}_2^* \frac{e^{k\bar{\gamma}_2 l} - 1}{\bar{\gamma}_2 - j} \right]$$

$$F_n \cong \frac{W_m}{g_e} + a_e \mu_o g_e J_m \operatorname{Re} \left[\frac{\bar{\gamma}_2 \bar{A}_2 \frac{e^{k\bar{\gamma}_2 l} - 1}{\bar{\gamma}_2 + j} + \bar{I}_n l}{\bar{\gamma}_2 + j} \right] \quad (4.66)$$

$$P_2 \cong \frac{g_e^2}{d} a_e \frac{1}{\sigma_e k} \left[k^2 \left| \bar{\gamma}_2 \right|^2 \left| \bar{A}_2 \right|^2 \frac{e^{k2\operatorname{Re}(\bar{\gamma}_2)l} - 1}{2\operatorname{Re}(\bar{\gamma}_2)} + \left| \bar{I}_n \right|^2 k l \right] \quad (4.67)$$

$$+ k \operatorname{Re} \left[\bar{I}_n \bar{\gamma}_2 \bar{A}_2^* \frac{e^{kl\bar{\gamma}_2} - 1}{\bar{\gamma}_2 - j} + \bar{I}_n^* \bar{\gamma}_2 \bar{A}_2 \frac{e^{kl\bar{\gamma}_2} - 1}{\bar{\gamma}_2 + j} \right]$$

$$W_m \cong a_e g_e \frac{\mu_o}{k} \left[\left| \bar{A}_2 \right|^2 \frac{e^{\frac{k 2 \operatorname{Re}(\bar{\gamma}_2)}{1}} - 1}{2 \operatorname{Re}(\bar{\gamma}_2)} + \left| \bar{B}_n \right|^2 k l \right. \\ \left. + \operatorname{Re} \left[\bar{A}_2 \bar{B}_n^* \frac{e^{k l \bar{\gamma}_2} - 1}{\bar{\gamma}_2 + j} + \bar{A}_2^* \bar{B}_n \frac{e^{k l \bar{\gamma}_2^*} - 1}{\bar{\gamma}_2^* - j} \right] \right] \quad (4.68)$$

$$\bar{I}_n = \frac{-j S G_e J_m}{g_e (1 + j S G_e)} \quad (4.69)$$

Böylece denklemler (4.10), (4.59), (4.61) ve (4.64) – (4.69) arası yardımıyla motora ilişkin 3 faz güç, enerji ve kuvvet hesaplamaları yapılabilmektedir. Bu denklemlerde motorun çıkış ucu etkisi ihmal edilmiştir (Yamamura, 1972). Belli bir kayma, frekans ve akım değerleri için bulunan bu 3 fazlı güç, enerji ve kuvvet değerleri (4.5) - (4.7) arası denklem ifadelerinde yerine konularak motora ilişkin sekonder faz başı eşdeğer devre parametreleri olan R_2' , R_m' ve X_m değerleri bulunabilmektedir.

4.4. Matematiksel Model 'in Bigisayar ile Çözümü

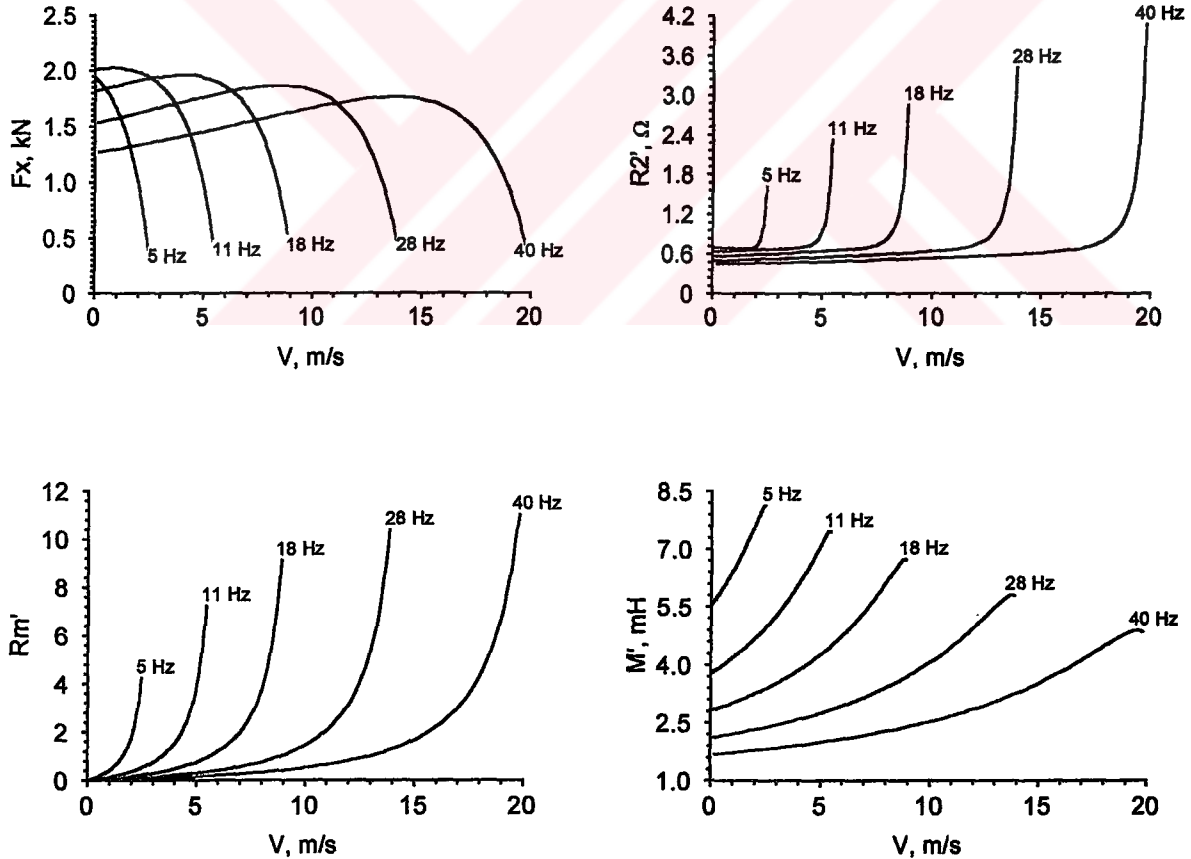
Ayrıntı 4.3. 'te kurulan matematiksel modelin bilgisayar ile çözümünü yapmak amacıyla, ilk olarak motorun sekonderindeki demirin manyetik doyma etkisini göz önünde tutmak için MRX adında bir subroutine program yazıldı. Daha sonra bu alt program, yazılan LIMHX adındaki ana programa dahil edildi.

Bu iki program birleştirildikten sonra, ilk olarak programların doğruluğundan emin olmak için, Şekil 4.3 'te şematik görünümü verilen Kanada Raylı Yer Taşımacılığı Enstitüsü test modelinin parametreleri kullanılarak elde edilen sonuçlar, daha önce Pai ve diğ. (1988) tarafından yapılan benzer bir çalışmayla analiz edilen aynı test modelinin sonuçlarıyla karşılaştırıldı. Yapılan karşılaştırma sonuçlarının birbirini tutması

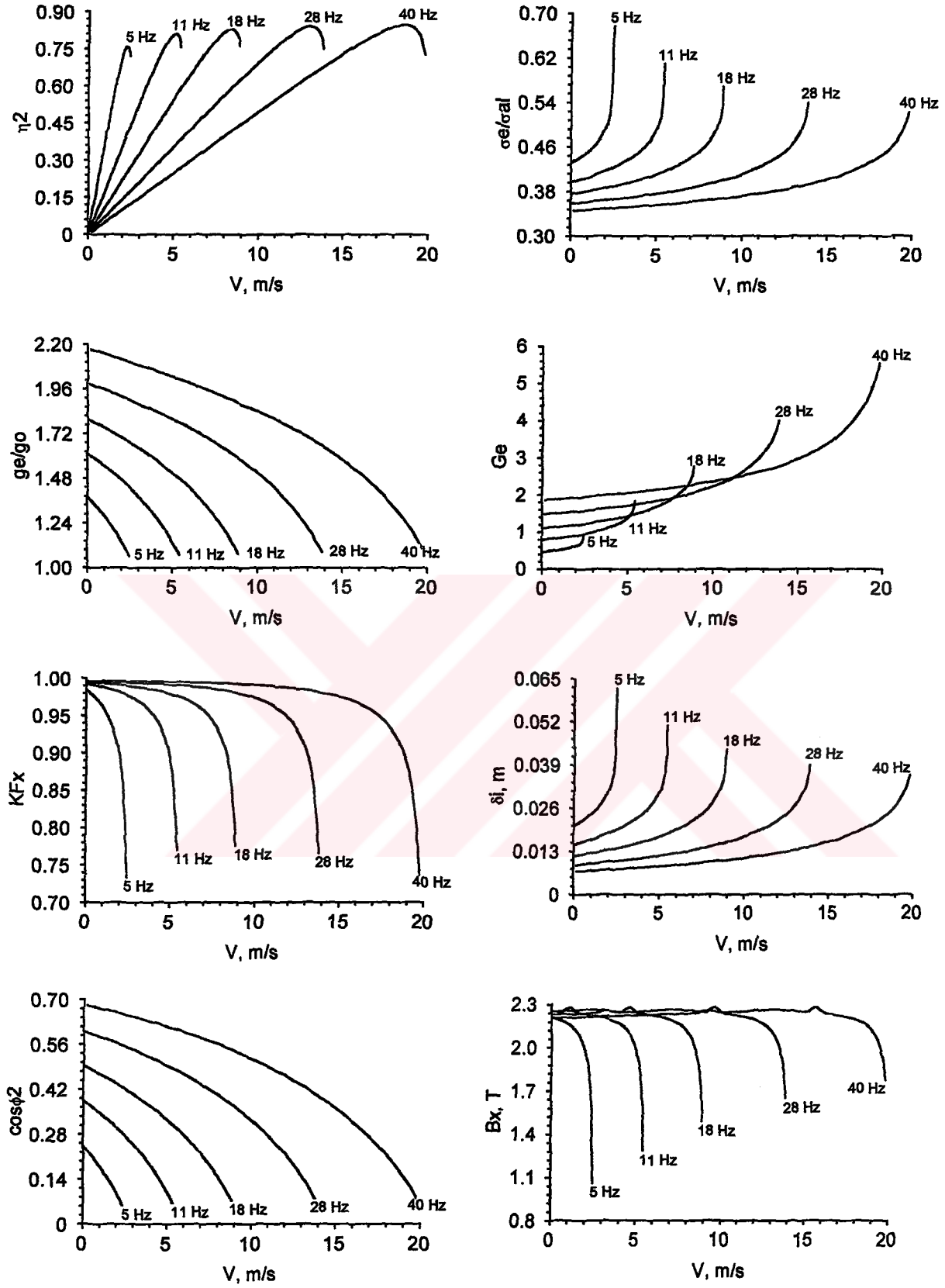
nedeniyle LIMHX bilgisayar programının doğruluğundan emin olundu. Ancak, bu sonuç karşılaştırması yapılırken motorun sekonderindeki demirin maruz kaldığı frenleme kuvveti dikkate alınmamıştır.

Oysa ki ele alınan çift yanlı LIM modeli üzerinde yapılan deney sonuçlarına bakılarak, baz alınan test modelinden farklı olarak, kayıp gücün fazla olduğu tespit edildi. Daha önce Pai ve diğ. (1988) tarafından yapılan benzer çalışmadan farklı olarak denklem (4.58) 'de F_b frenleme kuvveti, ele alınan çift yanlı LIM modeline dahil edilmiştir. Böylece, sekonderdeki demirin maruz kaldığı frenleme kuvvetinden dolayı meydana gelen kayıp da modele dahil edilmiş oldu.

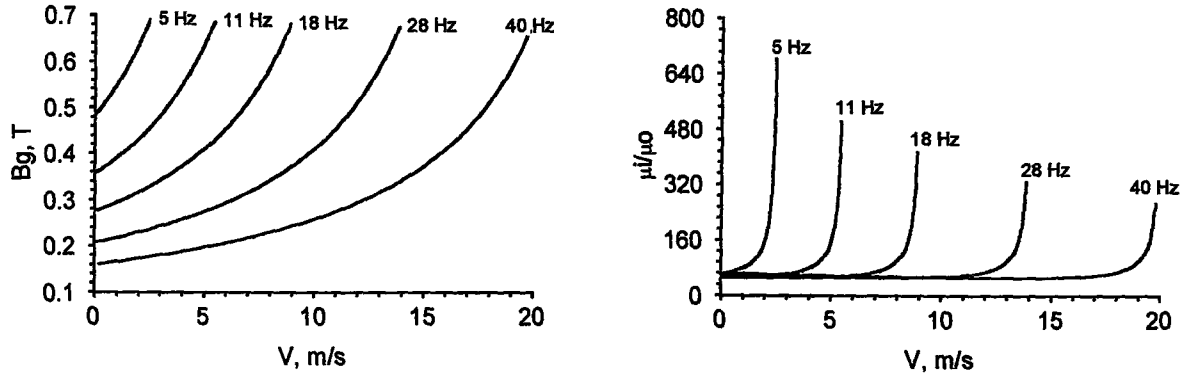
Kanada Raylı Yer Taşımacılığı Enstitüsü 'ndeki tek yanlı LIM modelinin LIMHX programı ile yapılan analiz sonuçları Şekil 4.5 'te verilmektedir. Bu model analizinde I_1 primer akımı sabit ve 200 A alınmıştır. Ayrıca analiz yöntemi, verilen sabit akım değerinde 5, 11, 18, 28 ve 40 Hz frekans değerleri için tekrar edilmiştir.



Şekil 4.5. CIGGT test LIM 'in analiz sonuçları.



Şekil 4.5. 'in devamı



Şekil 4.5. 'in devamı

4.4.1. MRX Programının Hazırlanması

Ele alınan model çift yanlı LIM 'in sekonder demirindeki manyetik doymayı hesaba dahil etmek için underrelaxation yöntemini kullanan bir algoritmayla MRX programı hazırlandı. Bunu yapmak amacıyla önce, motorun sekonderinde çelik malzeme kullanıldığından dolayı , bu malzemenin B-H mıknatıslanma eğrisinden uygun bir kaç (10-15) değer alındı. Daha sonra bu değerlerden faydalanarak spline yöntemiyle bu veri sayısı çoğaltılarak (400-500) malzemeye ilişkin B-H eğrisi veri (B-H.dat) dosyası olarak bilgisayara yüklendi.

Verilen herhangi bir B manyetik akı yoğunluğu değeri için interpolasyon yöntemiyle H manyetik alan şiddeti ve buna karşılık gelen bağıl (relatif) permabilitenin bulunmasında aşağıdaki denklemler kullanıldı. Burada verilen B değerinin, ilk olarak veri doyasından hangi komşu iki nokta arasında olduğu tespit edildikten sonra, bu iki nokta üzerinden çizilen doğru denkleminin elde edilmesi ($H=f(B)$) ve bu doğru denkleminde B değerinin yerine konulmasıyla H değeri tespit edildi. Daha sonra B ile H arasındaki " $B=\mu H$ " ilişkisinden faydalanarak bağıl permabilite bulundu.

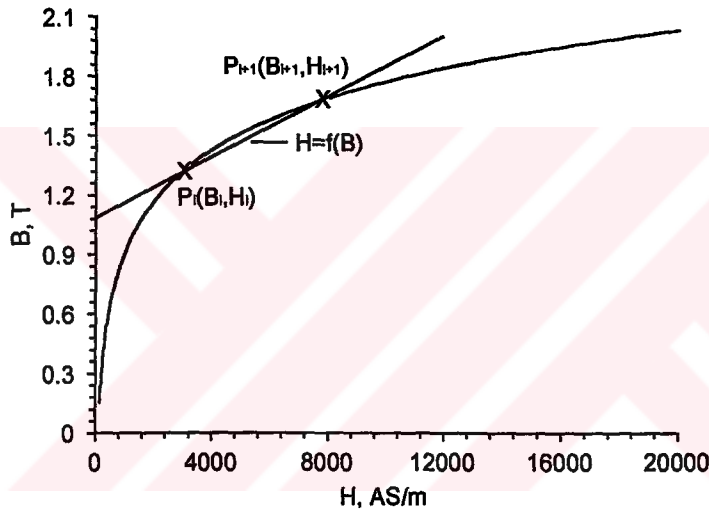
$$M_{H_i} = \frac{H_{i+1} - H_i}{B_{i+1} - B_i} \quad (4.70)$$

$$N_{H_i} = H_i - M_{H_i} B_i \quad (4.71)$$

$$H = f(B) = M_{H_i} B + N_{H_i} \quad (4.72)$$

$$\mu_r = \frac{B}{\mu_o H} \quad (4.73)$$

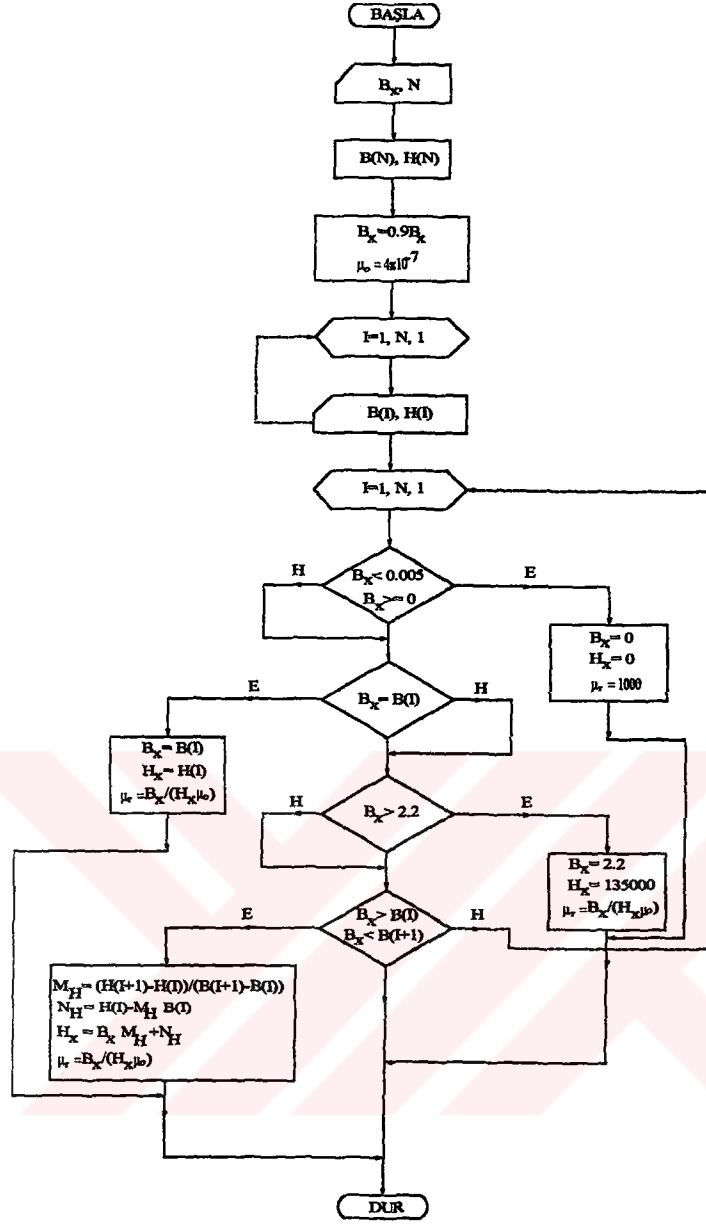
Programda çelik için kullanılan B-H eğrisi ve eğri üzerinde tespit edilen komşu iki nokta üzerinden çizilen doğru Şekil 4.6 'da ve yazılan MRX alt programının vektör akış diyagramı Şekil 4.7 'de verilmektedir. Verilen B değerine karşılık gelen H değerini ve bunun sonucunda da bulunan μ_r değeri daha sonra ana programda işlem basamaklarında kullanıldı.



Şekil 4.6. Çelik malzemenin B-H eğrisi ve komşu iki nokta arasında çizilen doğru.

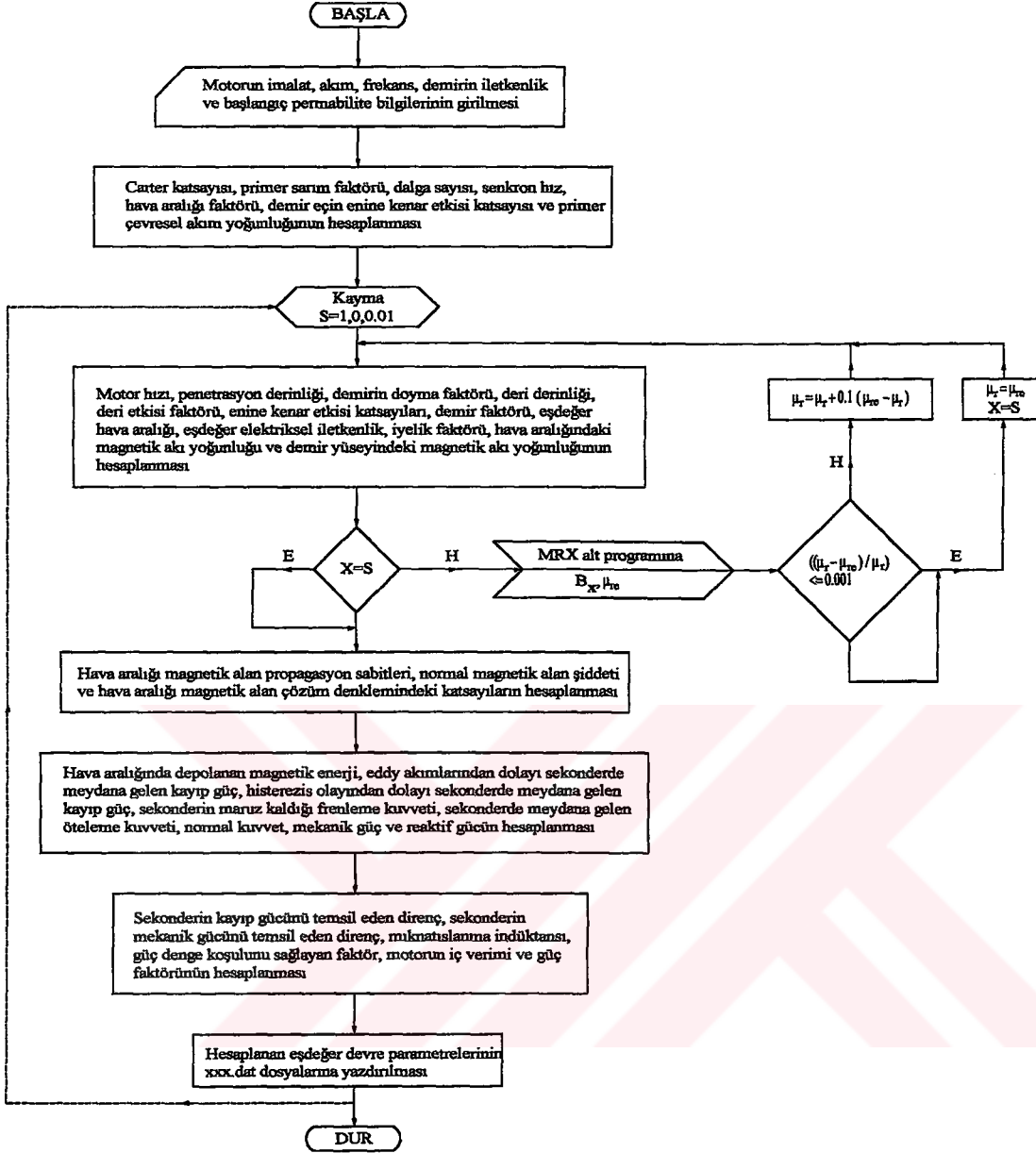
4.4.2. LIMHX Ana Programı 'nın Hazırlanması

Bu programın hazırlanmasında (4.5) - (4.69) arası denklemler kullanıldı. Kurulan matematiksel modelin bilgisayar ile çözümünü yapmak amacıyla hazırlanan LIMHX programında önce motorun imalat, akım, frekans, kayma ve demirin iletkenlik bilgileri girilerek motora ilişkin, kayma ve frekanstan bağımsız Carter katsayısı, primer sargı faktörü, hava aralığı sızıntı faktörü, enine kenar etkisi faktörü ve çevresel akım



Şekil 4.7. MRX alt programının vektör akış diyagramı.

yoğunluğu gibi değerler hesaplandı. Motor için verilen kayma ve frekans değerinde en uygun eşdeğer hava aralığı, elektriksel iletkenlik ve iyelik faktörü için çözüm arandı. Bu çözüm araması esnasında alt program MRX kullanıldı. Yakınsama sağlandıktan sonra hava aralığı çözüm denklemindeki katsayılar ve propagasyon sabitleri hesaplandı. Daha sonra, manyetik alan analizinden güç, enerji ve kuvvet hesaplamaları yapıldı. Bu hesaplamalardan sonra motorun faz başı eşdeğer devre parametreleri hesaplandı. Kullanılan LIMHX ana programını vektör akış şeması Şekil 4.8 'de verilmektedir.



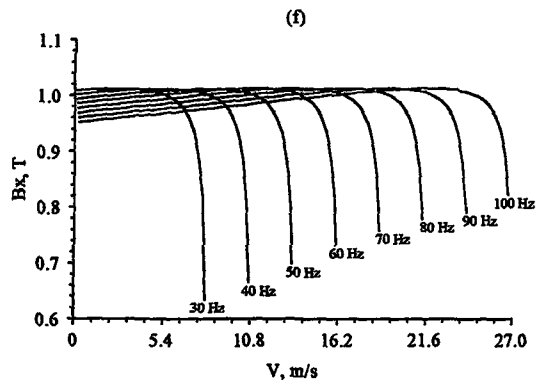
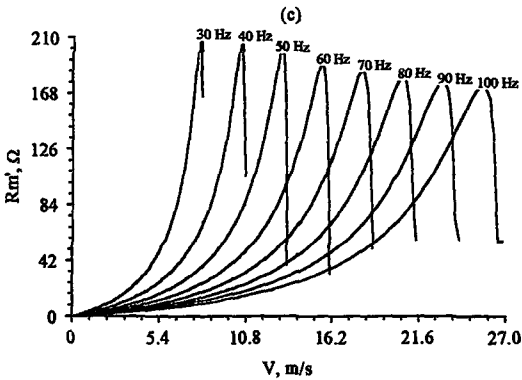
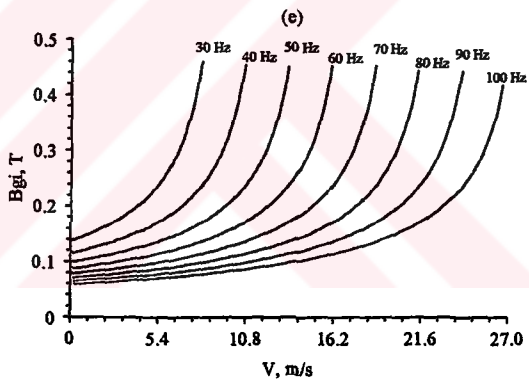
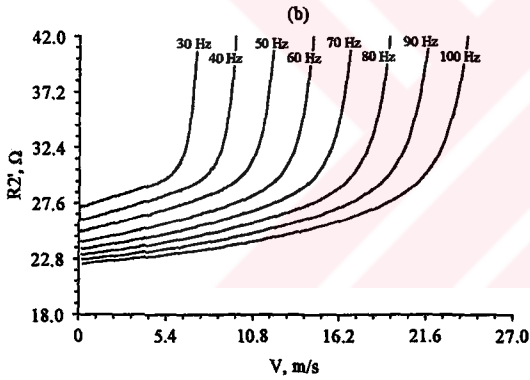
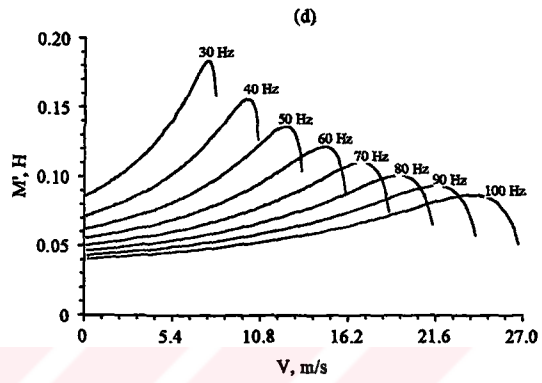
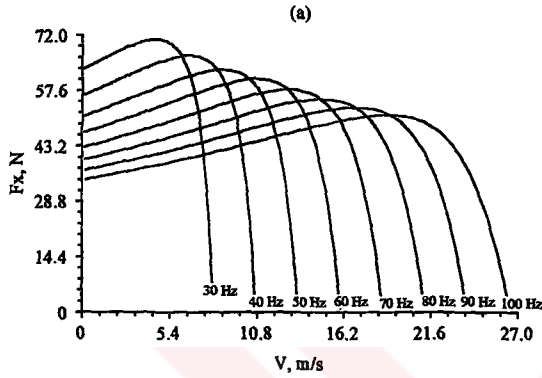
Şekil 4.8. LIMHX ana programının vektör akış şeması.

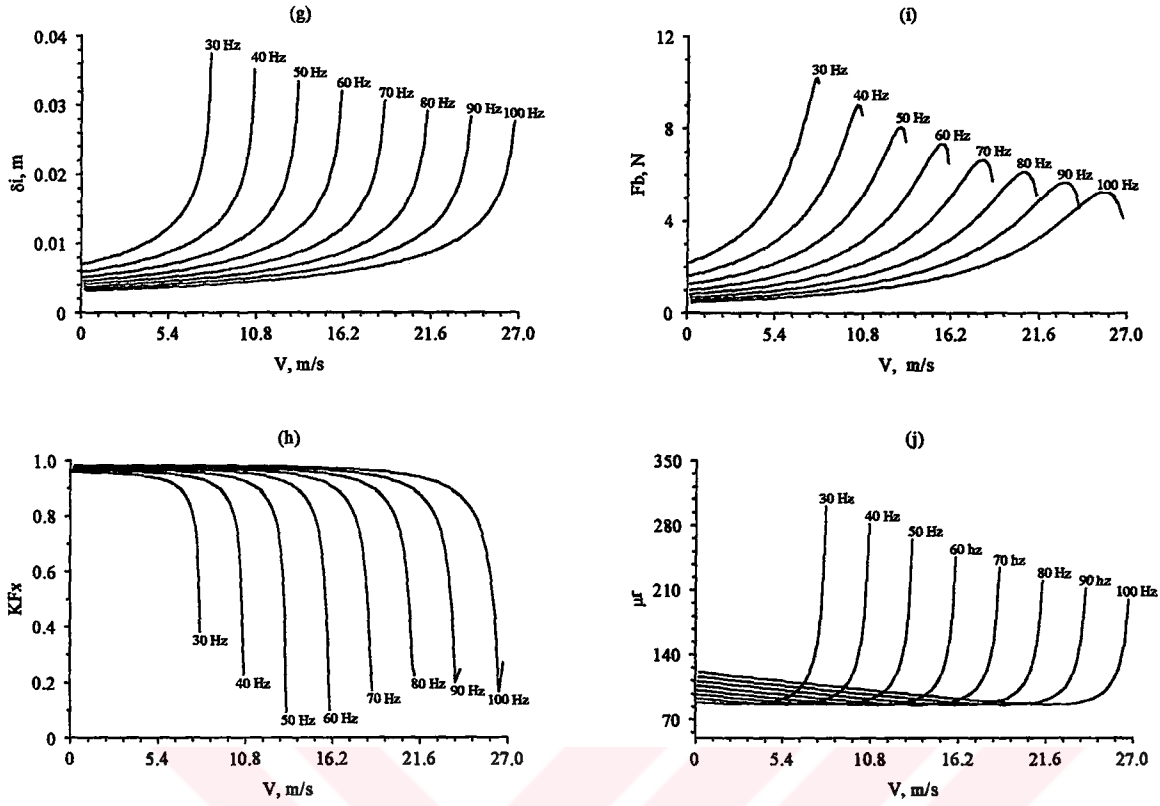
4.5. Deneysel Sonuçlar ile Teorik Sonuçların Karşılaştırılması

Bu çalışmada model olarak ele alınan çift yanlı LIM için ana program LIMHX bilgisayar programı ile çözüm arandı. Ana program aracılığıyla elde edilen sonuçlar kayma ve frekansın fonksiyonu olarak bilgisayarda veri dosyası olarak saklandı.

Bu sonuçların hız ve frekansa bağlı olarak değişimleri Şekil 4.9 'da verilmektedir. Şekil 4.9 (a) motorun ürettiği öteleme kuvvetinin, $I=5$ A sabit primer akımında,

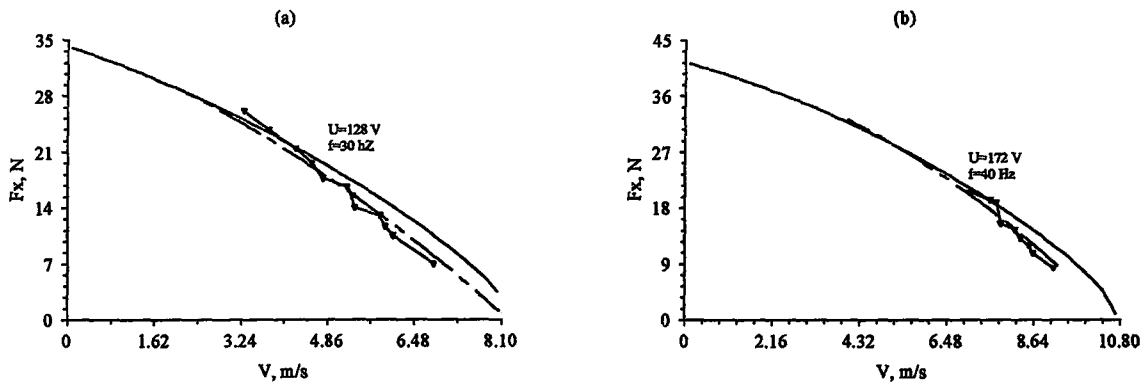
değişimini göstermektedir. Şekil 4.9 (b), (c) ve (d) motorun sekonderinin kayıp gücünü temsil eden direnç, mekanik gücünü temsil eden direnç ve mıknatıslanma indüktansının değişimlerini göstermektedir. Hava aralığındaki normal ve hareket doğrultusunda demir yüzeyindeki manyetik akı yoğunlukları, demirdeki penetrasyon derinliği, güç dengesini sağlayan K_{Fx} faktörü, sekonderin maruz kaldığı frenleme kuvveti ve demirin bağlı permabilitesinin değişimleri ise Şekil 4.9 (e)-(j) arasında görülmektedir.

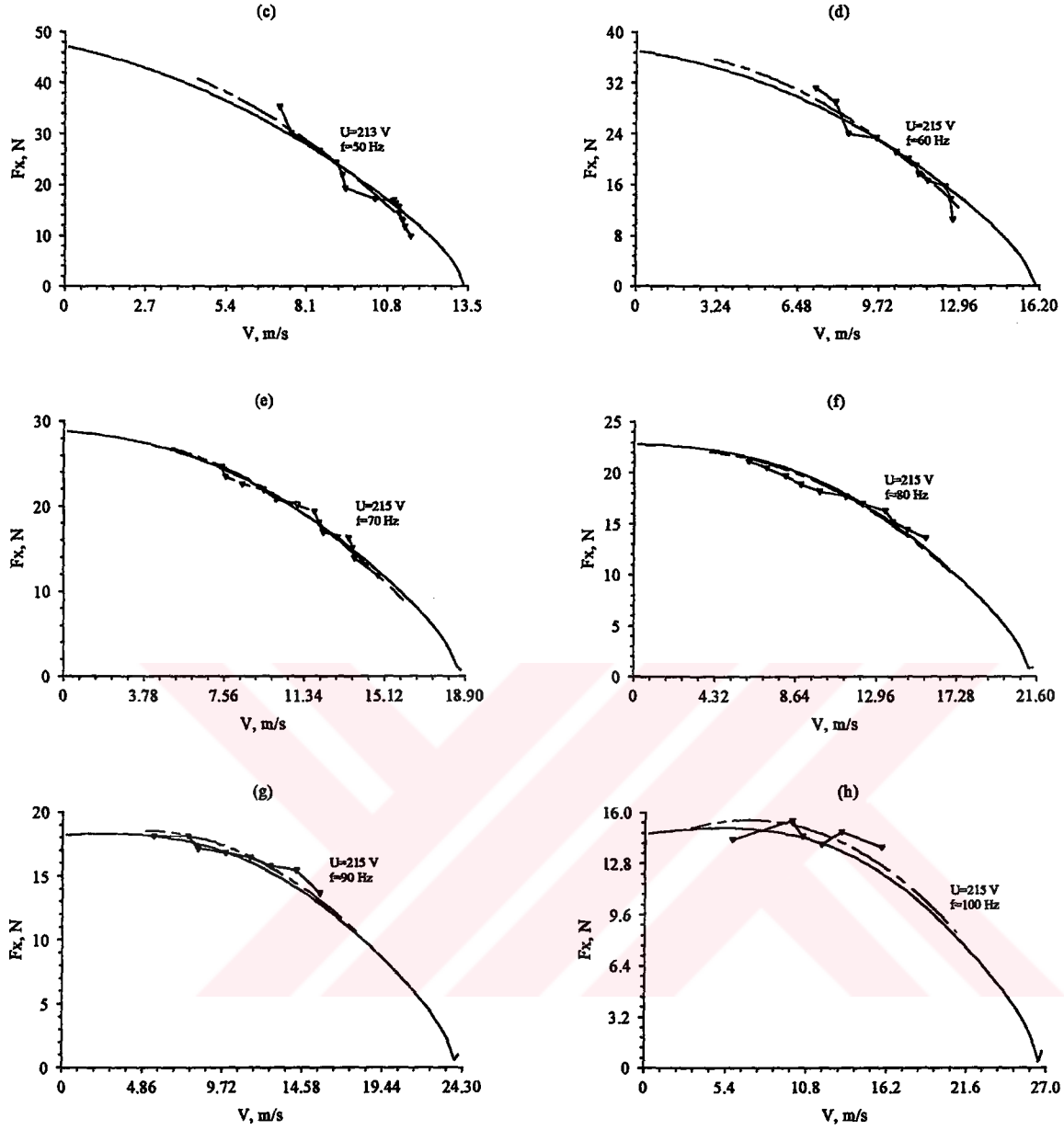




Şekil 4.9. Elde edilen sonuçların değişik frekans değerlerinde hıza göre değişimleri.

Yukarıdaki değişimleri elde ettikten sonra veri dosyası olarak saklanan parametre değerlerinden faydalanarak, motorun sabit gerilim altında hız-kuvvet karakteristikleri elde edildi. Bu hız kuvvet karakteristiklerini elde etmek için FVX bilgisayar programı hazırlandı. Bu program verilen frekans ve kayma değeri için veri dosyalarında ilgili parametre değerini okuyarak Şekil 4.2 'de verilen eşdeğer devre üzerindeki güç akışından motorun ürettiği öteleme kuvvetini hesaplamaktadır. Deneysel olarak sabit gerilim altında motoru yükleyerek elde edilen deneysel hız-kuvvet karakteristiklerinin FVX programı aracılığıyla elde edilen teorik hız-kuvvet karakteristikleri ile karşılaştırılması Şekil 4.10 'da verilmektedir.

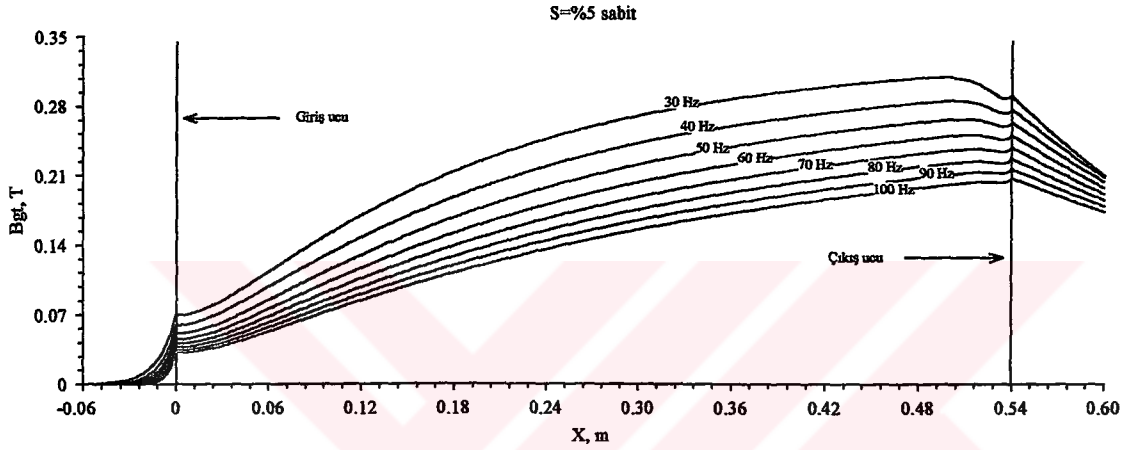




Şekil 4.10. Sabit gerilim altında deneysel ile teorik hız-kuvvet karakteristiklerinin karşılaştırılması.

Ele alınan model çift yanlı LIM için elde edilen hava aralığındaki manyetik alan değişimleri Şekil 4.11 ve Şekil 4.12 'de verilmektedir. Şekil 4.11 'de hava aralığındaki toplam manyetik alanın motor uzunluğu boyunca efektif değişimi görülmektedir. Görüldüğü gibi etkin manyetik alan, motor giriş ucundan itibaren yükselerek çıkış ucuna yakın bir yerde yaklaşık olarak normal etkin alan seviyesine ulaşmaktadır. Bundan sonra da giriş ucuna yaklaştıkça yeniden zayıflamaktadır. Manyetik alanın çıkış

ucundan itibaren giriş ucuna doğru zayıflamasının nedeni Şekil 4.12 'de değişimi verilen giriş ucu etki dalgasından kaynaklanmaktadır. Bu manyetik alan dalgası motorun hava aralığındaki normal manyetik alan dalgası üzerinde bozucu bir etki yaparak toplam alanın zayıflamasına neden olmaktadır. Ayrıca çıkış ucuna yakın bir yerden itibaren çıkış ucuna doğru etkin manyetik alanda yeniden bir zayıflama meydana gelmesinin nedeni çıkış ucu ve giriş ucu etki alan dalgalarından kaynaklanmaktadır. Çıkış ucu manyetik alan dalgası, motorun hava aralığındaki toplam manyetik alanı sadece motorun çıkışına çok yakın yerde etkilemektedir.

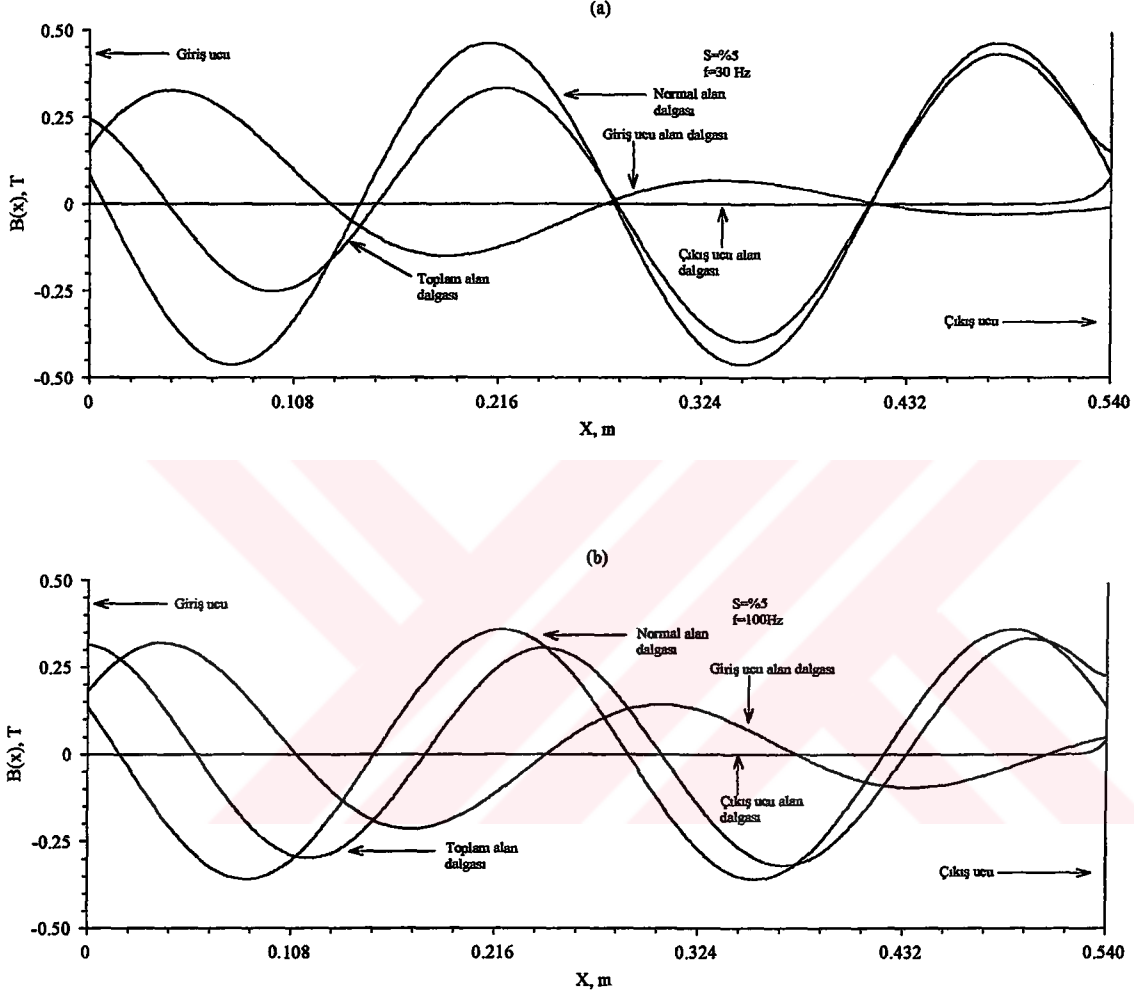


Şekil 4.11. Hava aralığı toplam manyetik alanının çeşitli sabit frekans değerleri için motor uzunluğu boyunca efektif değişimi.

Motorun giriş ucunda ilk ortaya çıkan ve hareket doğrultusunda ilerleyerek hava aralığındaki manyetik alanı bozan giriş ucu etki dalgası, motor uzunluğu boyunca sönmölenmesine rağmen genliği dikkate alınacak derecede ve etkisi çıkış ucuna varacak kadar uzun mesafelidir (Şekil 4.12). Motorun çıkış ucunda ilk ortaya çıkan ve motor hareketinin tersi doğrultusunda ilerleyen çıkış ucu etki dalgası ise, Şekil 4.12 'den de görüldüğü gibi genliği küçük ve etki mesafesi az olduğundan dolayı ihmal edilecek derecededir. Bu nedenle şimdiye kadar yapılan hesaplamalarda bu etki dalgası ihmal edilmiştir.

Şekil 4.12 'de farklı iki frekans değeri için motor uzunluğu boyunca alan değişimlerinin verilmesinin nedeni, uç etki dalgalarının hız ile değişip değişmediğini göstermek içindir. Görüldüğü gibi $f=30$ Hz için meydana gelen giriş ucu etki dalgası

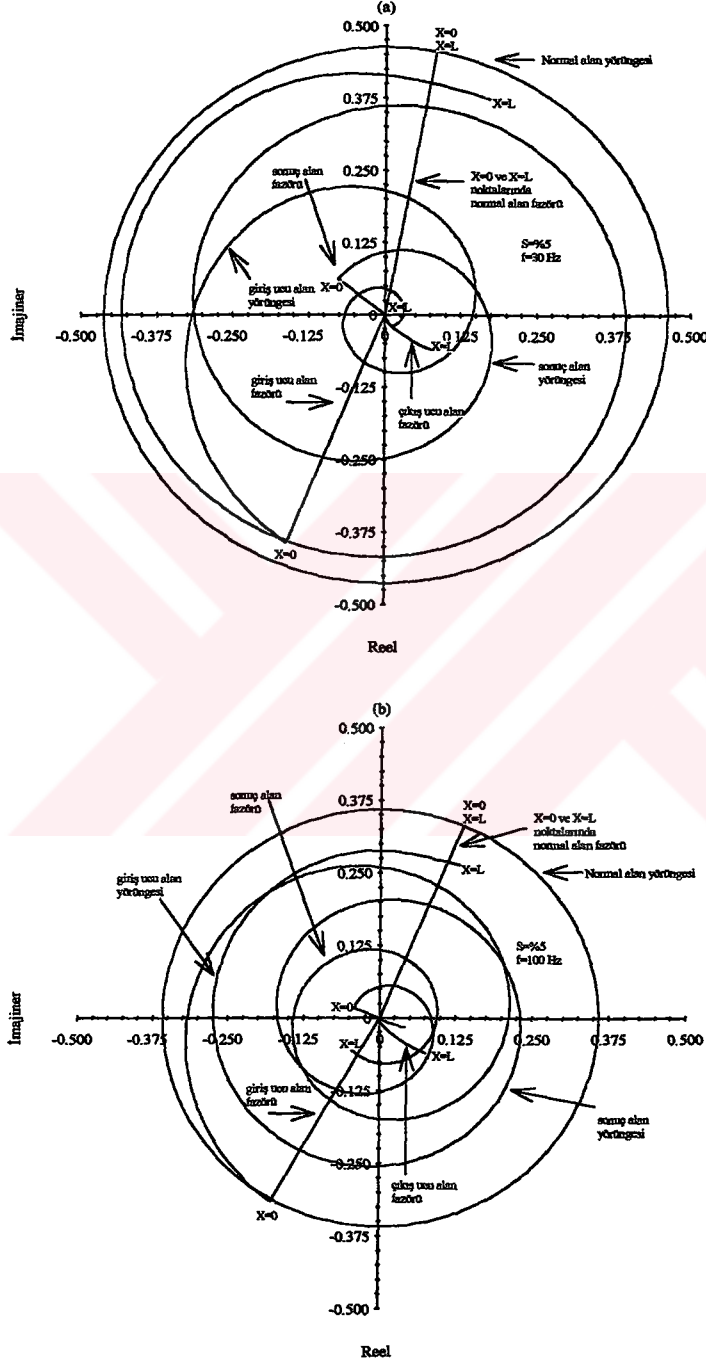
$f=100$ Hz için meydana gelen giriş ucu etki dalgasına nazaran genlik ve etki mesafesi bakımından daha zayıftır. Bu nedenle özellikle yüksek hızlarda giriş ucu etkisi motor performansı üzerinde çok etkili olduğu ve sağlıklı analiz sonuçlarına ulaşmak için muhakkak dikkate alınması gerektiği sonucuna varılmaktadır.



Şekil 4.12. Motor uzunluğu boyunca uc etkisi alan dalgaları, normal alan dalgası ve toplam alan dalgasının değişimi.

Lineer asenkron motorlarda meydana gelen ve özellikle yüksek hızlarda performans üzerinde büyük etkiler yapan giriş ve çıkış ucu manyetik alan etki dalgaları ile hava aralığında normal manyetik alan dalgası ve bu alanın uc etki dalgalarından etkilenmesi sonucu oluşan toplam manyetik alan (sonuç alan) dalgalarının vektörel gösterimleri ve bu alan değişimlerinin motor uzunluğu boyunca hareket doğrultusundaki

vektör ucu geometrik yer değişimlerinin yörüngeleri (trajectory) Şekil 4.13 'te verilmektedir. Bu vektör ve yörünge çizimleri yapılırken model olarak ele alınan ve matematiksel modeli elde edilen çift yanlı LIM verileri kullanılmıştır. Hız ve frekans açısından aradaki farklılığın görünmesi için yine çizimler $f=30$ Hz ve $f=100$ Hz için yapılmıştır.



Şekil 4.13. Hava aralığındaki alan değişimlerinin fazörleri ve fazör uçlarının yer değiştirme yörüngeleri.

5. MODEL LİNEER ASENKRON MOTORUN VEKTÖR KONTROLÜ

5.1. Giriş

Özellikle hız veya konum kontrolü ihtiva eden modern elektriksel sürücülerinden, endüstri uygulamalarında, hızlı ve kesin bir moment cevabı beklenir. Elektrik makinalarının manyetik zaman sabitleri oldukça yüksek olduğundan dolayı, makinadaki manyetik alanı etkilemeden momentin ayarlanması tercih edilir. DC makinalar, basit kontrol yapılarından dolayı manyetik alanın ve moment üreten akımın birbirlerinden bağımsız bir şekilde kontrol edilmesi nedeniyle bu ihtiyaca cevap vermektedir. Ancak, fırçaların kaçınılmaz olarak bulunması maksimum hız seviyelerini düşürür, sağlamlık derecelerini azaltır ve bakım masraflarının artmasına neden olur. Bu nedenle, asenkron makinanın kullanımı daha iyi bir çözüm olacaktır.

Lineer hareket istenilen yerlerde, dişli gibi mekanik dönüştürücülerle döner asenkron motoru kullanmak yerine, mekaniksel temas olmaksızın ürettiği öteleme kuvveti aracılığıyla doğrudan lineer hareket meydana getiren lineer asenkron motoru tercih etmek gerekir. Dolayısıyla, endüstride lineer asenkron motor kullanımının yaygın hale gelmesi nedeniyle, hız kontrollü döner asenkron motor kadar hız kontrollü lineer asenkron motor da gereklidir.

5.2. Uygun Devre Modelinin Geliştirilmesi

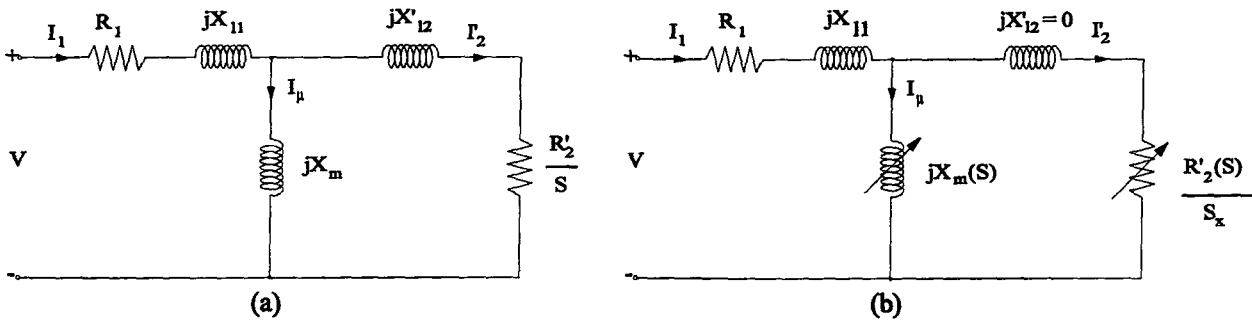
Vektör kontrol tekniğinin döner asenkron motorlara uygulanması sonucu iyi sonuçlar alındığı bilinmektedir. Ancak, aynı kontrol tekniğinin lineer asenkron motorlara uygulanması ve iyi cevap alınması henüz çeşitli araştırmalarla üzerinde durulan bir konudur. Bunun nedeni, lineer asenkron motorlar için kullanılan eşdeğer devre modelinin döner asenkron motorlar için kullanılan eşdeğer devre modelinden farklı olmasından kaynaklanmaktadır. Bu devre modellerinin farklı olmasının nedeni ise, lineer asenkron motorun süreksiz yapısından dolayı meydana gelen ve performansını olumsuz yönde etkileyen uç etkileridir.

Bu çalışmada kullanılan model lineer asenkron motorun vektör kontrolü için kullanılan elektriksel eşdeğer devre modeli 4. ünite de verilmektedir (Şekil 4.2). Bu devrenin elde edilmesinde uç etkileri yanında bir çok faktör göz önünde bulundurulmuştur. Devre modelinden görüldüğü gibi motorun, ortak endüktansı, stator self endüktansı, rotor self endüktansı ve rotor kayıp güç direnci sekonder (rotor) hızına göre değişmektedir. Oysa döner asenkron motorda, bu parametrelerin tümü motorun hızından bağımsız olarak düşünülmektedir. Şekil 4.2 'deki devrede rotor kayıp güç direnci ile (R_2') ile mekanik güç direnci (R_m') birbirlerinden ayrılmasının sebebi uç etkileridir. Çünkü giriş ucu manyetik alan dalgası, hava aralığındaki normal manyetik alan dalgasının hızından farklı bir hıza sahiptir.

Lineer asenkron motor için kurulan eşdeğer devre, temelde her ne kadar döner asenkron motorun eşdeğer devresinden farklı ise de görünüşte aynıdır. Görünüşte aynı olması, lineer asenkron motora vektör kontrol tekniğinin uygulanmasını kolay hale getirmiştir. Buradaki parametrelerin hıza göre değişimi göz önünde bulundurulduğu takdirde, döner asenkron motorlar için kullanılan vektör kontrol algoritması doğrudan lineer asenkron motora da uygulanabilir. Ancak, vektör kontrol tekniğinin algoritmasını doğrudan uygulayabilmek için R_m' mekanik güç direncini, döner asenkron motorlarda olduğu gibi R_2' sekonder kayıp güç direnci cinsinden ifade etmek gerekir. Döner asenkron motorlarda bu ilişki Şekil 5.1a'deki devrede görüldüğü gibi aşağıdaki gibidir.

$$\frac{R_2'}{S} = R_2' + R_2' \frac{1-S}{S} \quad (5.1)$$

$$R_m' = R_2' \frac{1-S}{S} \quad \text{ve} \quad S = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (5.2)$$



Şekil 5.1. (a) Döner asenkron motorun, (b) Geliştirilen Lineer Asenkron motorun eşdeğer devreleri.

Bu çalışmada vektör kontrolü yapılan model lineer asenkron motor için Şekil 5.1b'deki devrenin uygun olacağı tespit edildi. Bu devrede S kayma değeri yerine S_x kayma değerinin kullanılmasının nedeni sekonder mekanik güç direncini sekonder kayıp güç direnci cinsinden ifade etmek içindir. Çünkü, bu iki direnç vektör kontrolünde ayrı ayrı kullanılacak olursa kontrol algoritmasında bir çok zorlu değişikliğe gidilmesi gerekir. Oysa, bu şekilde yapıldığı takdirde lineer motorun eşdeğer devresi, döner motorun eşdeğer devresine görünüşte daha da benzemektedir. Burada döner motordaki gibi, sekonder mekanik güç direnci sekonder kayıp güç cinsinden aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\frac{R_2'}{S_x} = R_2' + R_2' \frac{1-S_x}{S_x} \quad (5.3)$$

$$R_m' = R_2' \frac{1-S_x}{S_x} \quad (5.4)$$

$$S_x = \frac{U_s - K_{fx} U}{U_s} \quad \text{veya} \quad S_x = \frac{\omega_s - K_{fx} \omega_r}{\omega_s} \quad (5.5)$$

Burada U_s ve U lineer motorun sırasıyla senkron hızı ve sekonderin hızıdır. K_{fx} ise uç etkisi nedeniyle meydana gelen bir güç denge faktörüdür. Bu faktörün hesaplanmasıyla ilgili anlatımlar 4. ünite de mevcuttur. Lineer hız ile açısal hız arasındaki ilişki bilindiği takdirde, S_x kayma değerinin hesaplanmasında, U_s yerine eşdeğer döner senkron açısal hız (ω_s) ve U yerine eşdeğer döner açısal hız (ω_r) kullanılabilir.

$$\omega_s = \frac{2\pi}{P} U_s \quad \text{ve} \quad \omega_r = \frac{2\pi}{P} U \quad (5.6)$$

Lineer asenkron motora ilişkin U_s senkron hızının kaynak frekansı ve τ kutup adımı cinsinden ifadesi şu şekilde düşünerek türetilir. Eğer döner eşdeğeri n_s d/d hızla dönüyorsa, bunun anlamı sekonder dakikada n_s kadar düzlemsel motor yüzeyi karşısından geçiyor demektir. Lineer motorun düzlemsel primer uzunluğu $P\tau$ kadar ise,

motorun bir saniyede metre olarak aldığı yol $(n_s.P.\tau)/60$ kadardır. Bilindiği gibi döner asenkron motorlarda senkron hız $n_s=(120f/P)$ ifadesinden bulunabilir. Bu ilişkiden dolayı, lineer motorların senkron hızını hesaplamak için genellikle aşağıdaki sonuç ifadesi kullanılmaktadır.

$$U_s = \frac{n_s P \tau}{60} = \frac{\frac{120f}{P} P \tau}{60} = 2\tau f \text{ (m/s)} \quad (5.7)$$

Benzer bir yorumla, lineer motorun herhangi bir hız değerini (U) döner makinanın eşdeğer hız değeri cinsinden ifade etmek mümkündür. Buradan hareketle, lineer motorun hızı da, döner makinada olduğu gibi senkron hız ve kayma değeri cinsinden ifade edilebilir. Bilindiği gibi döner motorun hızı $n=n_s \cdot (1-S)$ şeklinde ifade edilmektedir.

$$U = \frac{n P \tau}{60} = \frac{n_s (1-S) P \tau}{60} = \frac{\frac{120f}{P} (1-S) P \tau}{60} = 2\tau f (1-S) = U_s (1-S) \text{ (m/s)} \quad (5.8)$$

Denklem (5.6) 'daki ifadeler, $\omega=(2\pi n)/60$ ilişkisi göz önünde bulundurularak, bu yorumdan türemiştir. Lineer asenkron motorda üretilen öteleme kuvvet ile döner asenkron motorda üretilen moment arasındaki ilişki, döner motorun genel hareket denkleminde ω_r yerine denklem (5.6) 'da verilen eşit olduğu ifade yazılarak türetilebilir. Bilindiği gibi motor döner hareketiyle ürettiği güç, eşdeğer lineer hareketiyle ürettiği güce eşit olmalıdır.

$$T_m \omega_r = F_m U \Rightarrow T_m = F_m \frac{U}{\omega_r} \quad (5.9)$$

$$J_m \frac{d\omega_r}{dt} = T_m - T_y - B_m \omega_r \quad (5.10)$$

$$J_m \frac{2\pi}{P\tau} \frac{dU}{dt} = F_m \frac{U}{\frac{2\pi}{P\tau} U} - T_y - B_m \frac{2\pi}{P\tau} U \quad (5.11)$$

Denklem (5.11) düzenlenecek olursa lineer hareket için, döner motorun hareket denklemini veren denklem (5.10) 'a benzer bir hareket denklemi elde edilir.

$$W \frac{dU}{dt} = F_m - F_y - bU \quad (5.12)$$

$$W = J_m \left(\frac{2\pi}{P\tau} \right)^2 ; \quad F_y = \frac{2\pi}{P\tau} T_y \quad \text{ve} \quad b = B_m \left(\frac{2\pi}{P\tau} \right)^2 \quad (5.13)$$

Burada vektör kontrolünde veri olarak kullanılması gereken W sürme ağırlığı, b lineer hareket sürtünme katsayısı, J_m atalet momenti ve B_m döner hareket için sürtünme katsayısı daha önce 3. ünite de anlatıldığı gibi deneysel olarak bulunmuştur.

Tekrar Şekil 5.1b'deki devreyi düşünecek olursak, bu devrede U_s yerine ω_s , U yerine ω_r , F_m yerine T_m , W yerine J_m , F_y yerine T_y ve b yerine B_m kullanılarak lineer motorla ilgili performans hesaplamaları yapılabilir. Döner eşdeğeri için elde edilen sonuçlar, daha sonra lineer hareket terimleriyle olan ilişkilerinden faydalanılarak motorun öteleme kuvveti ve lineer hızı bulunabilir. Ancak, vektör kontrolü için kullanılacak Şekil 5.1b'deki devrede S kayma değeri yerine S_x kayma değerinin kullanılması, yine zaten lineer motorun döner eşdeğeri için kurulan dq eksenli dinamik denklemlerin üzerinde bir çok zorlu değişikliklere gidilmesi gerekir.

Eğer S_x kayma değeri yerine S kayma değeri kullanılacak olursa, bu durumda motorun sekonder kayıp güç direnci R_2 ile mekanik güç direnci R_m arasındaki ilişki, döner motor için denklem (5.1) ve denklem (5.2) 'deki gibi olmadığından elde edilen sonuçlar yanlış olacaktır. Eğer S kullanılması durumunda motorun ürettiği moment ile S_x kullanılması durumunda motorun ürettiği moment arasındaki oran tespit edilecek olursa, bu durumda Şekil 5.1b 'deki devrede S_x yerine S kullanılarak hesaplanan moment ile bu oranın çarpımı, S_x kullanılarak hesaplanan momente eşit olacaktır.

Bu çalışmada, yani vektör kontrolü yapılan model lineer asenkron motor denklemlerinin kurulmasında, döner asenkron motorlara uygulanması için zaten kurulan dq eksenli ve vektör kontrolü denklemleri üzerinde zorlu değişikliklere gitmemek için, motorun sekonderindeki mekanik güç direnci kayıp güç direnci cinsinden ifade edilerek S_x yerine S kullanılmıştır. Sonuçta momentte meydana hata ise K_{fx} güç dengeleme

faktöründen farklı ancak, bu terim ve Şekil 5.1b 'deki devre parametreleri, S ve S_x kayma değerleri cinsinden ifade edilen farklı bir güç dengeleme faktörüyle telafi edilmiştir. Bu çalışmada ilk defa kullanılan bu faktör aşağıdaki gibi bulunmuştur.

$$K_{dx} = K_{Ix} \frac{S}{S_x} ; \frac{S}{S_x} = \frac{U_s - U}{U_s} \text{ veya } \frac{S}{S_x} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (5.14)$$

$$K_{Ix} = \frac{\left(X_m^2 + R_1 \frac{R_2'}{S} - X_s X_r' \right)^2 + \left(R_1 X_r' + X_s \frac{R_2'}{S} \right)^2}{\left(X_m^2 + R_1 \frac{R_2'}{S_x} - X_s X_r' \right)^2 + \left(R_1 X_r' + X_s \frac{R_2'}{S_x} \right)^2} \quad (5.15)$$

Burada X_s ve X_r' sırasıyla primer ve sekonderin öz reaktanslarıdır. Yukarıda anlatılan nedenlerden dolayı S_x yerine S kullanılması ve elde edilen hatalı momentin telafi edilebilmesi için hesaplanan K_{dx} güç dengeleme faktörü sayesinde, lineer motora ilişkin dq eksenli devrelerinden elde edilen dinamik denklemlerin kurulması motor dinamiğinin incelenmesi ve motorun vektör kontrolünün yapılmasını büyük ölçüde kolaylaştırmıştır. Çünkü, motor dinamiği ve vektör kontrolü için kullanılan denklemler, döner motora ilişkin denklemlere çok benzer olmuştur. Ancak, burada hıza bağlı olarak değişen sekonder kayıp güç direnci, motorun mıknatıslanma endüktansı ve K_{fx} faktörü her hız değerinde hesaplanmalıdır.

5.3. Lineer Asenkron Motorun Dinamik Modeli

Asenkron motorun geçici durum cevabı birbirlerine iç içe bağımlı bir diferansiyel denklem takımına göre olduğundan dolayı akı ve moment kontrolünü bağımsız tutma imkanı yoktur. Şekil 5.1b'deki devre göz önünde tutulduğu ve K_{dx} faktörü kullanıldığı takdirde, döner asenkron motor için geçerli olan denklemler, lineer eşdeğeri için de geçerli olacaktır. Motorun primer ve sekonderine ilişkin α - β eksenli denklemler aşağıdaki gibi olur.

$$V_{\alpha,\beta} = R_1 I_{1\alpha,\beta} + L_1 p I_{1(\alpha,\beta)} + L_m p (I_{2(\alpha,\beta)} e^{j\theta_r}) \quad (5.16)$$

$$0 = R_2 I_{2(\alpha,\beta)} + L_2 p I_{2(\alpha,\beta)} + L_m p (I_{1\alpha,\beta} e^{-j\theta_r}) \quad (5.17)$$

$$T_m = K_{dx} 3 \frac{p}{2} L_m \text{Im} \{ I_{1\alpha,\beta} (I_{2(\alpha,\beta)} e^{j\theta_r})^* \} \quad (5.18)$$

$$\frac{2}{p} J_m p \omega_r = T_m - T_y \quad (5.19)$$

$$p\theta_r = \omega_r \quad (5.20)$$

Burada * kompleks eşlenik, $V_{\alpha,\beta}$ ve $I_{1\alpha,\beta}$ durgun referans çatıda tanımlanan primere ait gerilim ve akım vektörleri ve $I_{2(\alpha,\beta)}$ primer referans çatıdan θ_r kadar ilerde bulunan sekonder referans çatıda tanımlanan sekondere ait akım vektörüdür. Gerilim ve akım vektörleri koordinat dönüşümü yardımıyla elde edilmiş 3-faz değerlerine aittir.

Primer ve sekonder halkalama akı vektörleri (veya primer ve sekonder akı vektörleri) primer ve sekonder akımları cinsinden aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

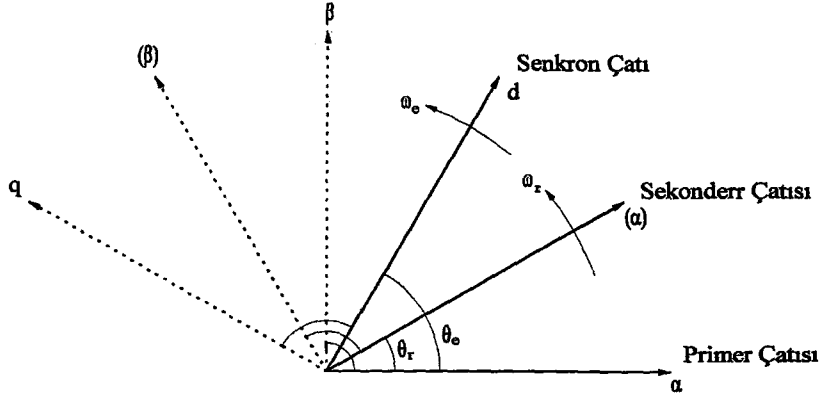
$$\lambda_{1\alpha,\beta} = L_1 I_{1\alpha,\beta} + L_m I_{2(\alpha,\beta)} e^{j\theta_r} \quad (5.21)$$

$$\lambda_{2(\alpha,\beta)} = L_2 I_{2(\alpha,\beta)} + L_m (I_{1\alpha,\beta} e^{-j\theta_r}) \quad (5.22)$$

Burada kullanılan L_1 , L_2 sırasıyla primerin ve sekonderin self endüktanslarıdır. L_m ise mıknatıslanma endüktansdır.

Alan ve moment kontrolü için asenkron motora ait denklemler, birbirlerinden bağımsız iki değişkene bağlı bir referans çatıda yazılabilir. Bu iki değişken sürekli durumda sabit olmalıdır. Primer akımları ω_e elektriksel frekansında salınarak, bu frekansta döner bir manyetik akı üretirler. Akı ile aynı hızda dönen bir referans çatıdan bakıldığında, manyetik alan ve akımlar dc değerler olur. Duran primer çatısı, ω_r hızıyla

dönen sekonder çatısı ve ω_e hızıyla dönen yeni çatı (senkron çatı) arasındaki uzaysal ilişkiler Şekil 5.2 'de verilmektedir.



Şekil 5.2. Primer, sekonder ve senkron çatılar.

Değişkenler, uygun üstel terimle çarpılarak senkron hızla dönen referans çatıya dönüştürülebilir.

$$V_{d,q} = V_{\alpha,\beta} e^{-j\theta_e} \quad (5.23)$$

$$I_{1d,q} = I_{1\alpha,\beta} e^{-j\theta_e} \quad (5.24)$$

$$\lambda_{1d,q} = \lambda_{1\alpha,\beta} e^{-j\theta_e} \quad (5.25)$$

$$I_{2d,q} = I_{2(\alpha,\beta)} e^{-j(\theta_e - \theta_r)} \quad (5.26)$$

$$\lambda_{2d,q} = \lambda_{2(\alpha,\beta)} e^{-j(\theta_e - \theta_r)} \quad (5.27)$$

$$V_{d,q} = V_d + jV_q \quad ; \quad I_{1d,q} = I_{1d} + jI_{1q} \quad ; \quad I_{2d,q} = I_{2d} + jI_{2q} \quad (5.28)$$

$$\lambda_{1d,q} = \lambda_{1d} + j\lambda_{1q} \quad ; \quad \lambda_{2d,q} = \lambda_{2d} + j\lambda_{2q} \quad (5.29)$$

(5.16), (5.17) ve (5.18) denklemleri senkron çatıdaki değişkenler cinsinden tekrar yazılarak motora ilişkin d ve q eksenli eşdeğer devreler çıkarılabilir.

$$V_{1q} = R_1 I_{1q} + \omega_e \lambda_{1d} + p \lambda_{1q} \quad (5.30)$$

$$V_{1d} = R_1 I_{1d} - \omega_e \lambda_{1q} + p \lambda_{1d} \quad (5.31)$$

$$0 = R_2 I_{2q} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{2d} + p \lambda_{2q} \quad (5.32)$$

$$0 = R_2 I_{2d} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{2q} + p \lambda_{2d} \quad (5.33)$$

$$\lambda_{1q} = L_1 I_{1q} + L_m I_{2q} \quad (5.34)$$

$$\lambda_{1d} = L_1 I_{1d} + L_m I_{2d} \quad (5.35)$$

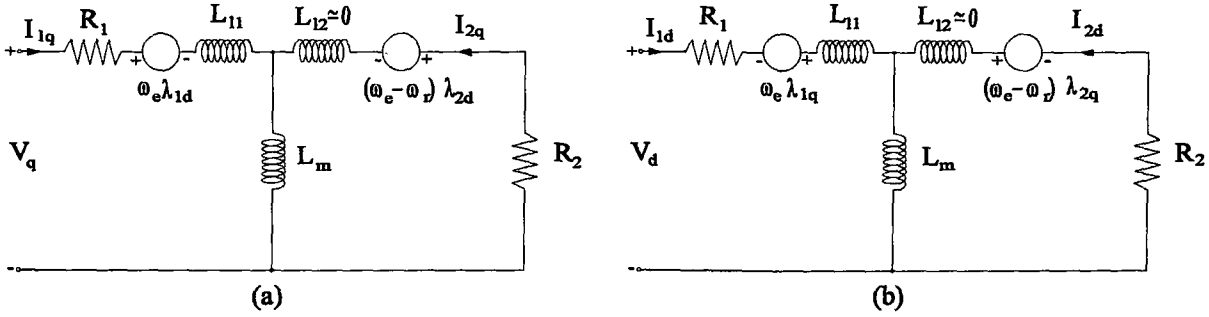
$$\lambda_{2q} = L_2 I_{2q} + L_m I_{1q} \quad (5.36)$$

$$\lambda_{2d} = L_2 I_{2d} + L_m I_{1d} \quad (5.37)$$

$$T_m = K_{dx} 3 \frac{P L_m}{2 L_2} (I_{1q} \lambda_{2d} - I_{1d} \lambda_{2q}) \quad (5.38)$$

Burada (5.30) - (5.38) arası denklemler denklem (5.19) ile birlikte kullanıldığı zaman motorun dinamiği incelenebilmektedir. Yani, bu denklemler motoru modelleyen matematiksel bir modeldir. Örneğin, (5.30) – (5.33) arası denklemlerde bulunan p türev operatörü yerine sıfır, (5.34) – (5.37) arası denklemlerdeki akıların eşit oldukları ifadeler bu denklemlerde yerine konulursa ve motorun primer ile sekonderinin q eksenli denklemleri j kompleks sayısı ile çarpılarak d eksenli denklemlerle toplanacak olursa, ve daha sonra denklem (5.28) ve (5.29) gereği elde edilecek $V_{d,q}$, $I_{1d,q}$ ve $I_{2d,q}$ gerilim ve akım vektörleri yerine sırasıyla V , I_1 ve I_2 gerilim ve akım fazörleri yazılacak olursa, sürekli durum için verilen Şekil 5.1a'daki döner asenkron motorun eşdeğer devresi elde edilir. Eğer, (5.30) – (5.33) arası denklemlerde kayma olarak S_x kullanılacak olursa ve

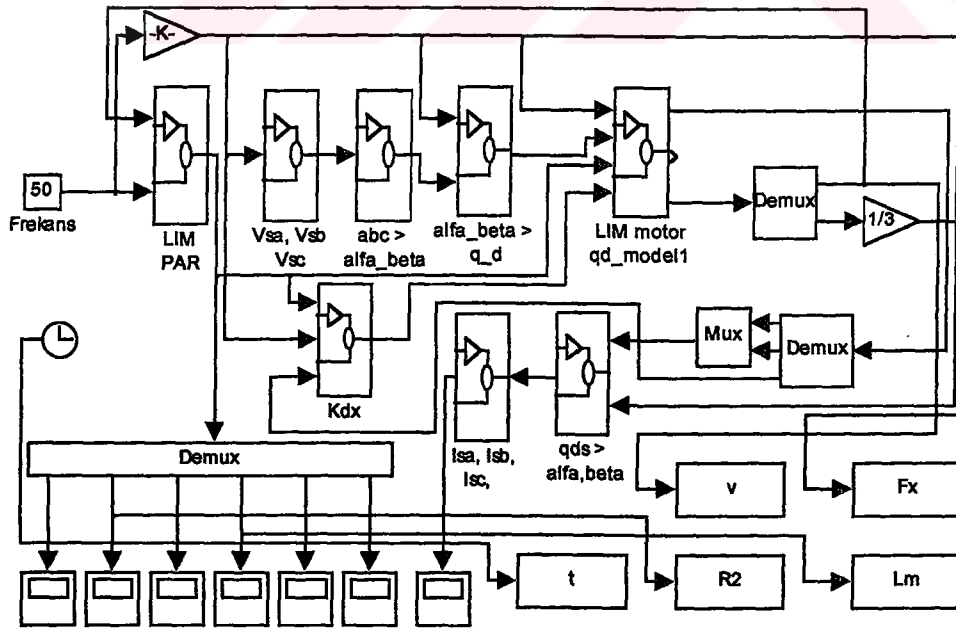
aynı işlemler yapılırsa, bu sefer sürekli durum için verilen Şekil 5.1b 'deki lineer asenkron motorun eşdeğer devresi elde edilir.



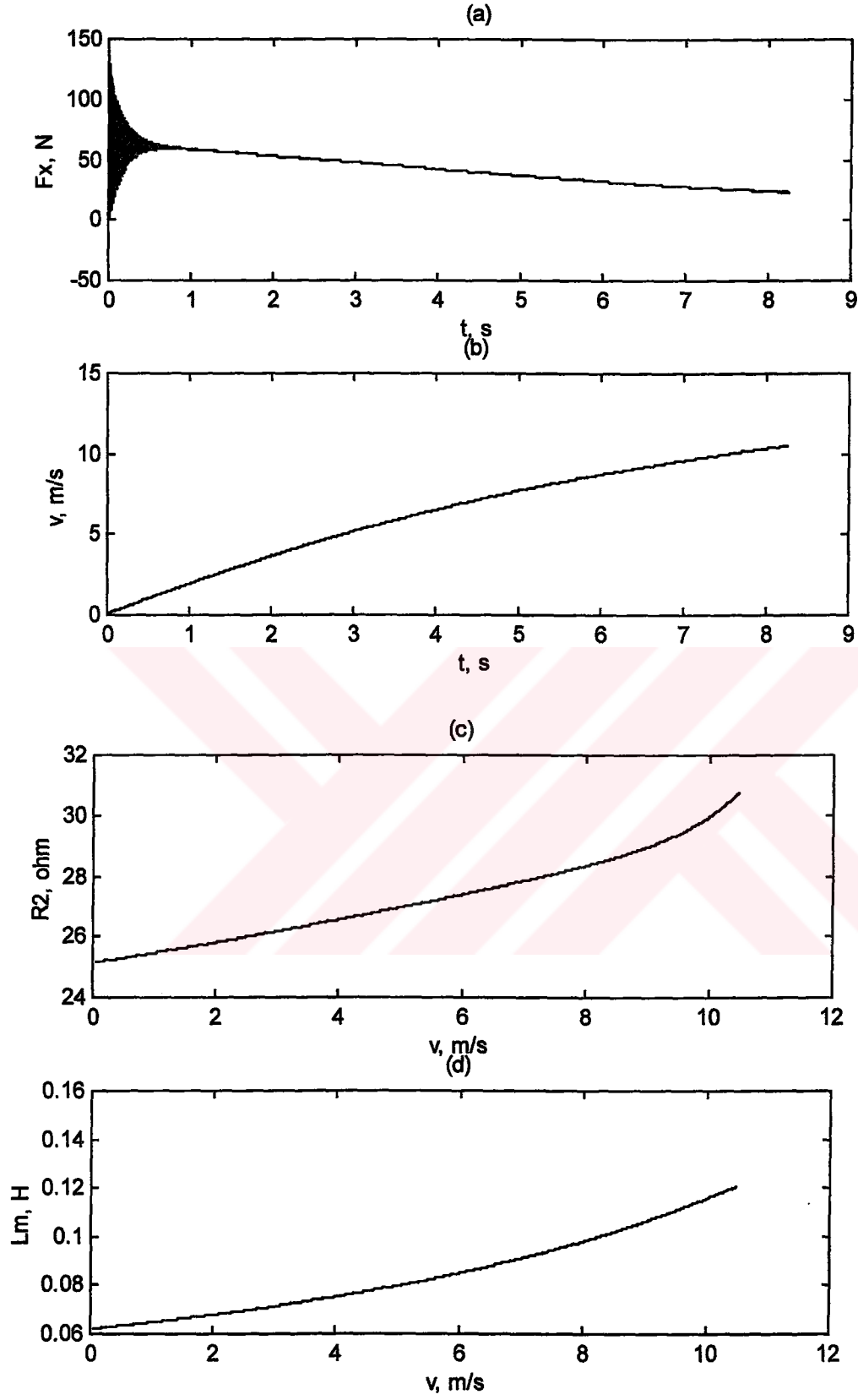
Şekil 5.3. (a) q eksenli ve (b) d eksenli eşdeğer devre.

Şekil 5.3 'te verilen dq eksenli eşdeğer devreler, her ne kadar döner asenkron motorun eşdeğer devrelerine benziyorsa da L_m ve R_2 parametreleri hıza göre değişken olması nedeniyle temelde farklıdırlar.

Lineer motora ilişkin yukarıda kurulan matematiksel modelin denklemleri kullanılarak, motorun bilgisayarda simülasyonu yapılmıştır. Bunun için, MATLAB /SIMULINK 'te yazılan programın toolboxlarla akış şeması Şekil 5.4 'te ve yapılan iki faz ile 3 faz arasındaki dönüşümler EK-4 'te verilmektedir.



Şekil 5.4. Model LIM dinamik davranışı için , Matlab/Sim. programında yazılmış program akış şeması.



Şekil 5.5. Zamana göre (a) kuvvet, (b) lineer hız ve hıza göre (c) R_2 , (d) L_m değişimleri.

Motorun dinamik davranışı için hazırlanan programın sonuçları Şekil 5.5 'te verilmektedir. Motor, uygulanan 50 Hz ve 220 volt gerilim altında $t=0$ 'dan itibaren zamana göre ürettiği öteleme kuvveti ile hızının değişimleri Şekil 5.5a ve Şekil 5.5b 'de görülmektedir. Bu değişimler döner asenkron motorlarda olduğu gibidir. Bu zaman süreci içerisinde, model lineer asenkron motorun R_2 ve L_m parametrelerinin hıza göre değişimleri ise Şekil 5.5c ve Şekil 5.5d 'de görülmektedir. Motorun dinamik modelinde, meydana gelen bu değişimlerin dikkate alınması nedeniyle, lineer asenkron motorun modellenmesini döner eşdeğerinden farklı kılmıştır. 50 Hz için buradaki parametre değişimleri, daha önce 4. ünite de verilen Şekil 4.9 'daki gibidir.

Burada model lineer asenkron motora ilişkin d-q eksenli denklem takımlarının kurulması ve çözümlenmesinin ana nedeni, motorun vektör kontrolünü yapmak içindir. Çünkü, bilgisayarda motorun dinamik modelinin kullanılması yanında, yazılan denklemlerden türetilen ve kontrolör tasarımında kullanılan daha bir çok vektör kontrolü algoritmasıyla ilgili ifadeler vardır.

5.4. Vektör Kontrolü

Vektör veya alan yönlendirme kontrolünün ana gayesi, alan uyarıtımı akımını ve kuvvet (moment) üreten akımı ayrı ayrı kontrol etmek üzere a.c motoru d.c şönt motor gibi sürmektir. Asenkron motorun giriş akımları hız kontrolörü tarafından belirlenen komuta uygun bir şekilde elektromanyetik moment (kuvvet) çıkışı sağlamalıdır. Vektör kontrolü kavramı aşağıdaki şekilde ifade edilen uzay akım vektörünü kullanmaktadır.

$$I_1 = \frac{2}{3} [i_A(t) + ai_B(t) + a^2 i_C(t)] \quad \text{ve} \quad a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (5.39)$$

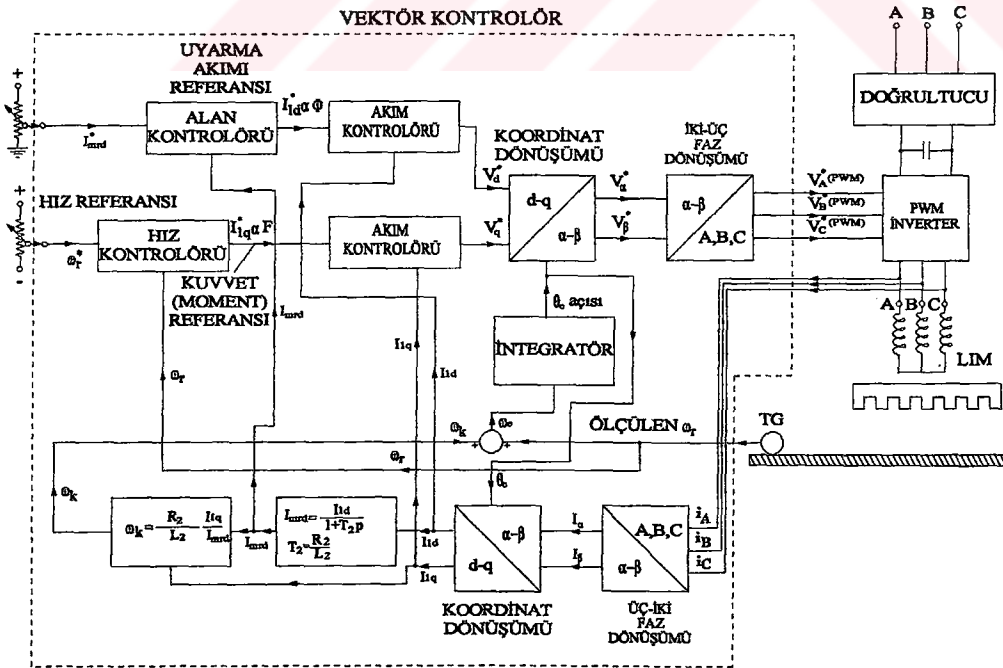
Burada $i_A(t)$, $i_B(t)$ ve $i_C(t)$ anlık faz akımlarıdır. Rotor (sekonder) manyetik akısıyla senkron hareket eden dq (alan koordinatları) referans çatıda, uzay vektörü I_{1dq} 'nun I_{1d} ve I_{1q} gibi karşılıklı dik iki adet bileşeni vardır. Sekonder (rotor) manyetik akısı primer (stator) akısıyla uzayda aynı hızda ve aynı yönde hareket etmektedir. Ortak manyetik akı I_{1d} ile ve elektromanyetik moment (kuvvet) I_{1q} ile doğru orantılıdır. Bir d.c motorda

I_{1d} uyarma akımına ve I_{1q} ise armatür akımına karşılık düşmektedir. I_{1d} ve I_{1q} uzay akım vektörü bileşenleri duran primer sistemi üzerine yerleşik α - β gibi diğer bir referans çatıya dönüştürülebilir ($I_{1\alpha}$ ve $I_{1\beta}$ bileşenleri).

Vektör kontrolü yapmak için ölçülen makina değişkenleri stator gerilimleri, stator akımları, hava aralığı akısı ve bunlardan türetilen diğer değişkenlerdir. Bütün bunlar duran stator çatısından senkron çatıya dönüştürülmelidir. Öte yandan hızlı akım kontrolü yapan inverterler için kontrolör akım çıkışları veya gerilim referanslı inverterler için kontrolör gerilim çıkışları senkron koordinatlarda üretilerek, invertere uygulanmadan veya inverterin içerisinde, tekrar duran çatıya dönüştürülmesi gerekir.

Her iki dönüşüm için de senkron (veya "akı") açısı gereklidir. Bu açının elde edilmesi için değişik metotlar vardır. Bu yaklaşımlar iki ana alt gruba ayrılabilir. Bunlardan birincisi olan "doğrudan akı yönlendirme (DFO)" yaklaşımında akının faz açısı ölçülür veya ölçülen stator gerilimleri ve akımlarından türetilen zıt e.m.k 'dan hesaplanmaktadır. "Dolaylı akı yönlendirme (IFO)" olarak adlandırılan ikinci yaklaşım ise, daha sonra makina zorlanmak üzere senkron frekans elde etmek için kontrolörde akı modelleri v.s. bulunduran metotları ihtiva etmektedir.

Vektör kontrolü simülasyonu için, rotor akı yönlendirmeli dolaylı vektör kontrol yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntemin uygulanmasıyla ilgili Şekil 5.6 verilmektedir.



Şekil 5.6. İnverter ile beslenen lineer asenkron motorun dolaylı vektör kontrolü şeması.

5.4.1. Vektör Kontrolü Denklemlerinin Hazırlanması

(5.16) – (5.18) arası denklemler senkron hızla dönen dq eksenli çatıya dönüştürüldükten sonra, denklem (5.22) yardımıyla rotor akımları yerine rotor akısı kullanılacak olursa aşağıdaki denklemler türetilmiş olur.

$$V_{d,q} = R_1 I_{1d,q} + \sigma L_1 (j\omega_e + p) I_{1d,q} + \frac{L_m}{L_2} (j\omega_e + p) \lambda_{2d,q} \quad (5.40)$$

$$0 = -\frac{L_m}{L_2} R_2 I_{1d,q} + \frac{R_2}{L_2} \lambda_{2d,q} + (j\omega_k + p) \lambda_{2d,q} \quad (5.41)$$

$$T_m = K_{dx} 3 \frac{p}{2} \frac{L_m}{L_2} \text{Im}(I_{1d,q} \lambda_{2d,q}^*) \quad (5.42)$$

Burada kaçak katsayısı σ ve kayma frekansı ω_k şu şekilde tanımlanmaktadır.

$$\sigma = \frac{L_1 L_2 - L_m^2}{L_1 L_2} \quad (5.43)$$

$$\omega_k = \omega_e - \omega_r = p(\theta_e - \theta_r) \quad (5.44)$$

Şimdiye kadar rotorun (veya statorun) senkron çatıdaki akı konumu tanımlanmamıştır. Rotor akısı senkron çatının reel eksenineyle çakıştırılacak olursa, $\lambda_{2q}=0$ olur ve denklem (5.38) aşağıdaki denkleme indirgenmiş olur.

$$T_m = K_{dx} 3 \frac{p}{2} \frac{L_m}{L_2} I_{1q} \lambda_{2d} \quad (5.45)$$

Elde edilen bu son denklem dc motorun moment denklemine benzer bir denklemdir. $\lambda_{2q}=0$ alarak denklem (5.41) reel ve imajiner parçalarına ayrıştırılacak olursa şu denklemler elde edilir.

$$0 = -\frac{L_m}{L_2} R_2 I_{1d} + \frac{R_2}{L_2} \lambda_{2d} + p \lambda_{2d} \quad (5.46)$$

$$0 = -\frac{L_m}{L_2} R_2 I_{1q} + \omega_k \lambda_{2d} \quad (5.47)$$

Bu son iki denklem vektör kontrolünün temel denklemleridir. Denklem (5.46) sekonderde sabit bir manyetik alan elde etmek için, I_{1d} akımının kullanılabileceğini göstermektedir. Denklem (5.45) 'e göre ise, I_{1q} akımıyla da momentin arzu edilen değere ayarlanabileceği anlaşılmaktadır.

Bütün değişkenlerin senkron çatıya dönüştürülmesiyle, primer akımı yardımıyla akıyı ve momenti bağımsız bir şekilde kontrol etme imkanını sağlamaktadır. Ölçülen akımların ve gerilimlerin duran çatıdan senkron çatıya veya senkron çatıdan duran çatıya dönüştürülmesi için dönüştürme açısı θ_e 'nin bilinmesi gerekir.

(5.40) nolu primer denklemi reel ve kompleks terimlerine ayrıştırılacak olursa, ve daha sonra istenilen akı yönlendirmesi sağlandığını kabul ederek, elde edilen terimlerde $\lambda_{2q}=0$ alınacak olursa aşağıdaki denklemler meydana gelir.

$$V_d = R_1 I_{1d} + \sigma L_1 p I_{1d} - \omega_e \sigma L_1 I_{1q} + \frac{L_m}{L_2} p \lambda_{2d} \quad (5.48)$$

$$V_q = \omega_e \sigma L_1 I_{1d} + R_1 I_{1q} + \sigma L_1 p I_{1q} + \omega_e \frac{L_m}{L_2} \lambda_{2d} \quad (5.49)$$

Denklem (5.47) ve (5.48) tekrar düzenlenecek olursa, aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$I_{mrd} = \frac{I_{1d}}{1 + T_2 p} \quad \text{ve} \quad \omega_k = \frac{I_{1q}}{T_2 I_{mrd}} \quad (5.50)$$

$$I_{mrd} = \frac{\lambda_{2d}}{L_m} \quad \text{ve} \quad T_2 = \frac{L_2}{R_2} \quad (5.51)$$

Rotor alan yönlendirmeli dolaylı vektör kontrolünde, denklem (5.50) kullanılarak I_{mrd} hesaplandıktan sonra kayma frekansı ω_k tahmin edilmektedir. Tahmin edilen ω_k kayma frekansının geçerli olması için, rotor alan yönlendirmesinin sağlanması, yani $\lambda_{2d}=0$ olması gerekir. Veya, inverter tarafından motora zorlanan senkron frekans nedeniyle meydana gelen motorun gerçek kayma frekansı ile tahmin edilen kayma frekansı aynı olması gerekir. Bunun yanında, kontrolördeki I_{mrd} ve I_{1q} değerleri de, motordaki gerçek akım değerlerini temsil etmesi gerekir. Aksi halde denklem (5.50)'den tahmin edilen kayma frekansı yanlış olur.

$$\omega_e = \omega_k + \omega_r \quad (5.52)$$

I_{1d} ve I_{1q} akımları referans I_{1d}^* ve I_{1q}^* akım değerlerini hızlı bir şekilde takip edecek olursa, bu durumda denklem (5.50) 'de, ölçüm sonucu elde edilen ve normal olarak biraz gürültü taşıyan I_{1d} ve I_{1q} akımları yerine I_{1d}^* ve I_{1q}^* akımları kullanılabilir.

Rotor mıknatıslanma akımı I_{mrd} motordaki rotor akısını temsil etmektedir. Rotor akısının da sabit tutulması gerektiği için, bu akımın referans değeri I_{mrd}^* akımı sabit tutulması gerekir. Bunun sonucu, denklem (5.50) 'ye göre I_{1d}^* de sabit olmalıdır.

Denklem (5.48) ve (5.49) 'da, λ_{2d} yerine I_{mrd} cinsinden eşit olduğu ifade yazılacak olursa aşağıdaki denklemler elde edilir. Elde olunan bu denklemlerde, referans primer gerilimine eklenmek üzere ve akım kontrolörlerinin yükünü hafifleten bazı düzeltme terimleri mevcuttur.

$$V_d = R_1 I_{1d} + \sigma L_1 p I_{1d} - \omega_e \sigma L_1 I_{1q} + \frac{L_m^2}{L_2} p I_{mrd} \quad (5.53)$$

$$V_q = \omega_e \sigma L_1 I_{1d} + R_1 I_{1q} + \sigma L_1 p I_{1q} + \omega_e \frac{L_m^2}{L_2} I_{mrd} \quad (5.54)$$

$$V_{dc} = -\omega_e \sigma L_1 I_{1q} + \frac{L_m^2}{L_2} p I_{mrd} \quad (5.55)$$

$$V_{qc} = \omega_e \sigma L_1 I_{1d} + \omega_e \frac{L_m^2}{L_2} I_{mrd} \quad (5.56)$$

Denklem (5.55) ve (5.56) 'daki düzeltme terimleri nedeniyle, akım kontrolörleri açısından kontrol edilecek motorun primer denklemleri lineerleştirilerek, aşağıdaki gibi basit bir şekilde yazılabilir.

$$V_d = R_1 I_{1d} + \sigma L_1 p I_{1d} \quad (5.57)$$

$$V_q = R_1 I_{1q} + \sigma L_1 p I_{1q} \quad (5.58)$$

5.4.2. Manyetik Alan Zayıflatması

Bütün asenkron motorlarda kaçınılmaz olarak meydana gelen ve hızla artan bir zıt elektromotor kuvveti oluşur. Bu e.m.k., yüksek hızlarda primer geriliminin büyük bir kısmını oluşturur. Bunun için bu e.m.k 'nın, sürücü sistemde kullanılan inverter tarafından sınırlandırılması gerekir. Yüksek hızlar için denklem (5.54) aşağıdaki şekilde sadeleştirilebilir.

$$V_{1q} \approx \omega_e \frac{L_m^2}{L_2} I_{mrd} \approx \omega_r \frac{L_m^2}{L_2} I_{mrd} \quad (5.59)$$

Belirlenen hızın üzerinde motorun hızı veya ω_e artacak olursa, manyetik alanın zayıflatılması gerekir. Primer gerilimi, maksimum seviyesine ulaştıktan sonra motor performansının iyi olması için, sabit tutulması gerekir.

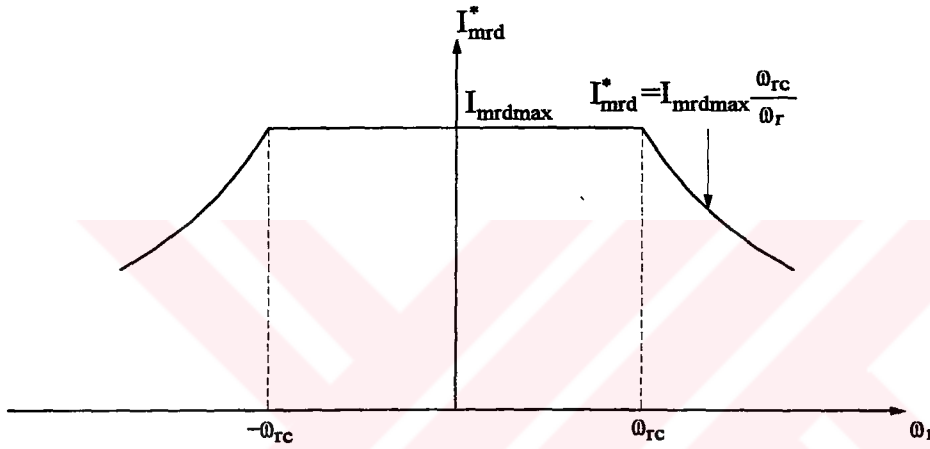
$$V_{1q} \approx \omega_{rc} I_{mrd \max} = \omega_r I_{mrd} = \text{sabit} \quad (5.60)$$

Burada $I_{mrd \max}$ alan zayıflatması olmadan meydana gelecek mıknatıslanma akımıdır. ω_{rc} ise sekonder köşe frekansıdır. Şekil 5.7 'de bu ilişki gösterilmektedir.

Böylece, primer mıknatıslanma akımının gerçek referans değeri denklem (5.60) 'tan aşağıdaki şekilde elde edilir.

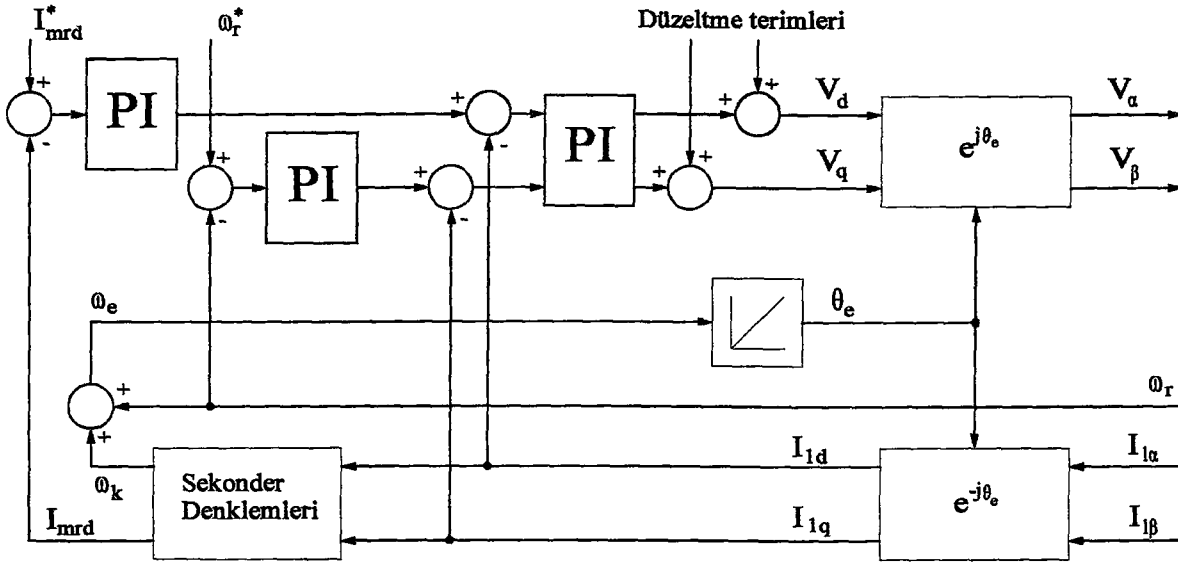
$$I_{mrd}^* = \frac{\omega_{rc}}{\omega_r} I_{mrd\max} \quad (5.61)$$

Bu durumda, alan zayıflatması yapılabilmesi için bir alan kontrolörü gerekir. Denklem (5.50) 'ye göre bir PI kontrolörü, I_{ld} 'nin referans değerini üretmek üzere I_{mrd}^* ve I_{mrd} akımlarını karşılaştırması gerekir.



Şekil 5.7. Alan zayıflatması.

Şimdiye kadar, verilen rotor alan yönlendirmeli vektör kontrolünün denklemleri kullanılacak olursa, Şekil 5.8 'de verilen şemadaki gibi döner asenkron motorun kontrolüne benzer bir şekilde lineer asenkron motorun da vektör kontrolü yapılabilir. Ancak, motorun bilgisayar ortamında simulasyonu yapılacak olursa, motor modelinde üretilen moment daha önce denklem (5.14) 'te verilen K_{dx} faktörüyle çarpılması, parametre değişimlerinin göz önünde tutulması ve lineer hız ile döner hız, moment ile öteleme kuvveti arasındaki ilişkilerin bilinmesi gerekir. Bunun yanında, lineer motorun uygulamalı olarak vektör kontrolü yapılacak olursa, yine parametre değişimleri göz önünde tutularak buna göre kontrolörlerin tasarlanması gerekir. Çünkü, akım, hız ve alan kontrolörleri tasarlanırken asenkron motorun direnç ve endüktans gibi parametreleri kullanılmaktadır.



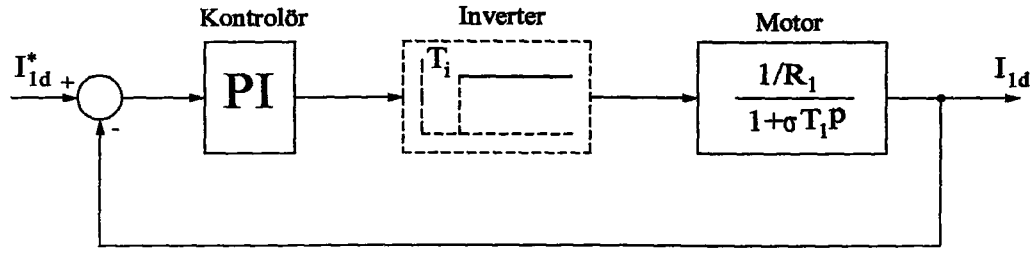
Şekil 5.8. Alan kontrollü ve rotor alan yönlendirmeli dolaylı vektör kontrolü şeması.

5.4.3. Akım Kontrolörleri

Akım kontrolörleri, I_{1d} ve I_{1q} akımlarını referans değerleriyle karşılaştırarak primer gerilimlerinin referans değerlerini üretirler. Bu nedenle, denklem (5.57) ve (5.58) dikkate alınması gerekir. Bu denklemler kullanılarak aşağıdaki ifade meydana gelir.

$$\frac{I_{1d}}{V_d} = \frac{I_{1q}}{V_q} = \frac{1/R_1}{1 + \sigma T_1 p} \quad \text{ve} \quad T_1 = \frac{L_1}{R_1} \quad (5.62)$$

Denklem (5.55) ve (5.56) 'daki gerilim düzeltme terimlerinin kullanılmasıyla, akım kontrolörlerinin tasarımı için kullanılan yukarıdaki ifadede meydana gelen hatalar kompanse edilmektedir. Hem I_{1d} hem de I_{1q} akımları aynı yapıda bir devre ile karşılaştıkları için, bunlar için belirlenecek kontrolör parametreleri de aynı olması gerekir. Bu nedenle, Şekil 5.9 'da I_{1d} kontrolü için verilen geribeslemeli kontrol devresi I_{1q} için de geçerlidir. Burada, inverterin gecikme zamanı akımların gördüğü devrenin zaman sabitinden çok küçük olduğu düşünülecek olursa, kontrol parametreleri sadece $\omega_o = 1/\sigma T_1$ doğal frekansı dikkate alınarak belirlenebilir.



Şekil 5.9. Akım kontrol döngüsü.

5.4.4. Hız Kontrolörü

Hız kontrolörü, ω_r ve ω_r^* frekanslarını karşılaştırarak I_{1q} akımının referans değerini üretir. Bunun sonucu akım kontrolörü I_{1q} akımını, hız kontrolörü tarafından üretilen referans değerine ayarlar. Denklem (5.45) gereği, alan sabit tutulduğu sürece üretilen moment I_{1q} akımıyla doğru orantılıdır. Yük momenti sadece sürtünme momenti olarak düşünülecek olursa, bu durumda denklem (5.19) 'dan, motorun ürettiği moment şu şekilde ifade edilebilir.

$$T_y = \frac{2}{p} B_m \omega_r \quad (5.63)$$

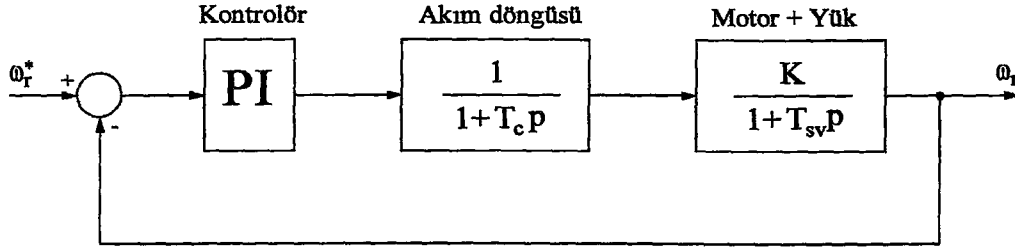
$$T_m = \frac{2}{p} (B_m + J_m p) \omega_r \quad (5.64)$$

Denklem (5.45) ve (5.64) 'ün birbirlerine eşitlenmesiyle, ω_r hızıyla ilgili şu ifade türemektedir.

$$\frac{\omega_r}{I_{1q}} = \frac{K}{1 + T_{sv} p} \quad ; \quad T_{sv} = \frac{J_m}{B_m} \quad ; \quad K = K_{dx} 3 \left(\frac{p}{2} \right)^2 \frac{L_m}{L_2} \frac{1}{B_m} \lambda_{2d} \quad (5.65)$$

Akım kontrol döngüsünün frekansı, $1/T_{sv}$ frekansından çok yüksek olduğu düşünülecek olursa, hız kontrolörü parametreleri sadece $1/T_{sv}$ frekansı dikkate alınarak

belirlenebilir. Hız kontrol döngüsü Şekil 5.10 'da verilmektedir. Burada gösterilen T_c , akım kontrol döngüsünün zaman sabitidir.



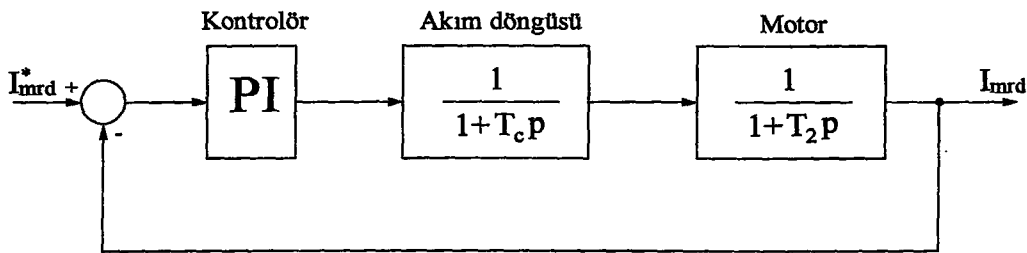
Şekil 5.10. Hız kontrol döngüsü.

5.4.5. Alan Kontrolörü

Bilindiği gibi I_{ld} akımı refrens değerini I_{ld} akımı gibi T_c zaman sabitiyle takip etmektedir. Denklem (5.50) 'ye göre I_{mrd} ile I_{ld} arasında şöyle bir transfer bağıntı vardır.

$$\frac{I_{mrd}}{I_{ld}} = \frac{1}{1+T_2 p} \quad (5.66)$$

T_2 'nin T_c 'den çok büyük olduğu düşünülecek olursa sistemin doğal frekansı yaklaşık olarak $1/T_2$ kadar olur, ve buna göre alan kontrolörü parametreleri belirlenebilir.

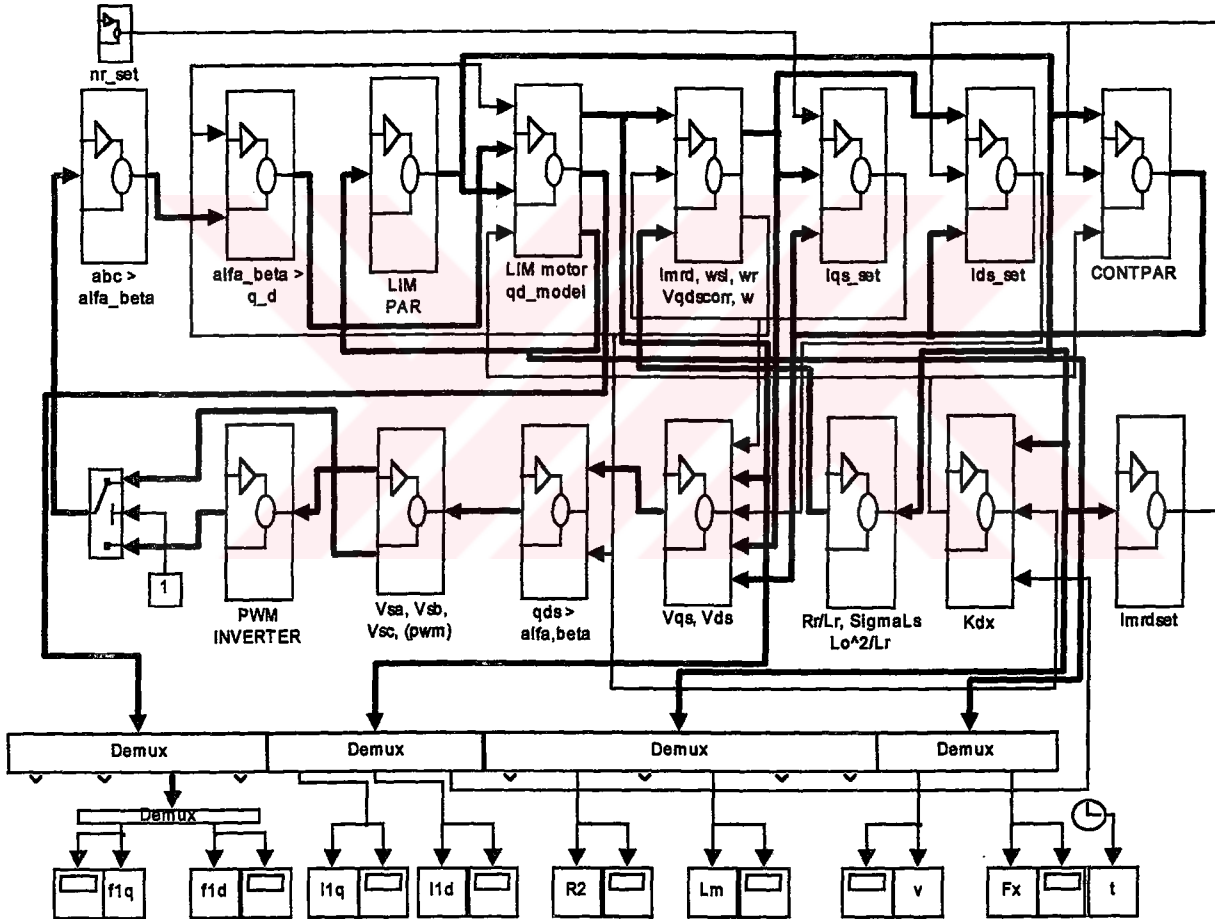


Şekil 5.11. Alan kontrol döngüsü.

Şimdiye kadar verilen kontrol döngülerinde bulunan ve kontrol parametrelerinin belirlenmesinde kriter olarak kullanılan σT_1 , T_{sv} , T_2 zaman sabitleri ile K parametresi,

döner asenkron motorlarda sabit alınarak, kontrol parametreleri bir kereye mahsus belirlenip her yeni hız değeri için kullanılabilir. Oysa lineer motor söz konusu olunca, endüktans ve direnç gibi faktörlerin hıza bağlı değişmesi nedeniyle, kontrolör parametrelerinin belirlenmesi her yeni hız değeri için tekrar edilmelidir. Nitekim bu çalışmada, her yeni hız değeri için kontrolörlerin parametreleri yeniden hesaplanmıştır. Bunların hesaplanması ile ilgili bilgiler EK-5 'te verilmektedir.

5.5. Vektör Kontrolü Sonuçları

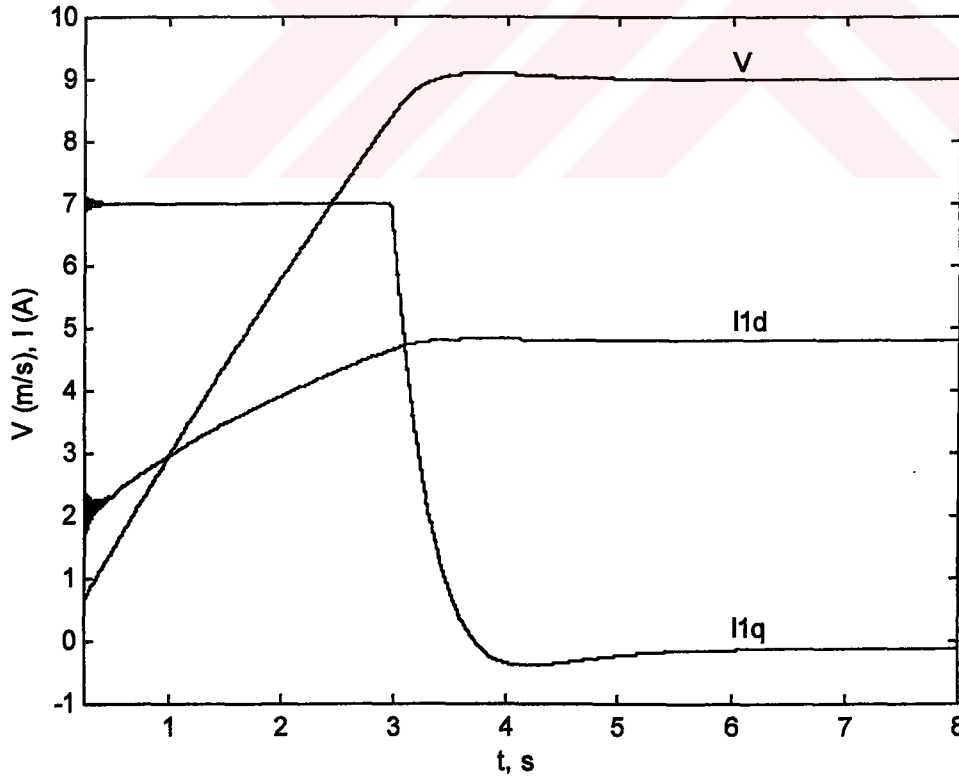


Şekil 5.12. Model LIM için Matlab/Simulink programında yazılan programın akış şeması.

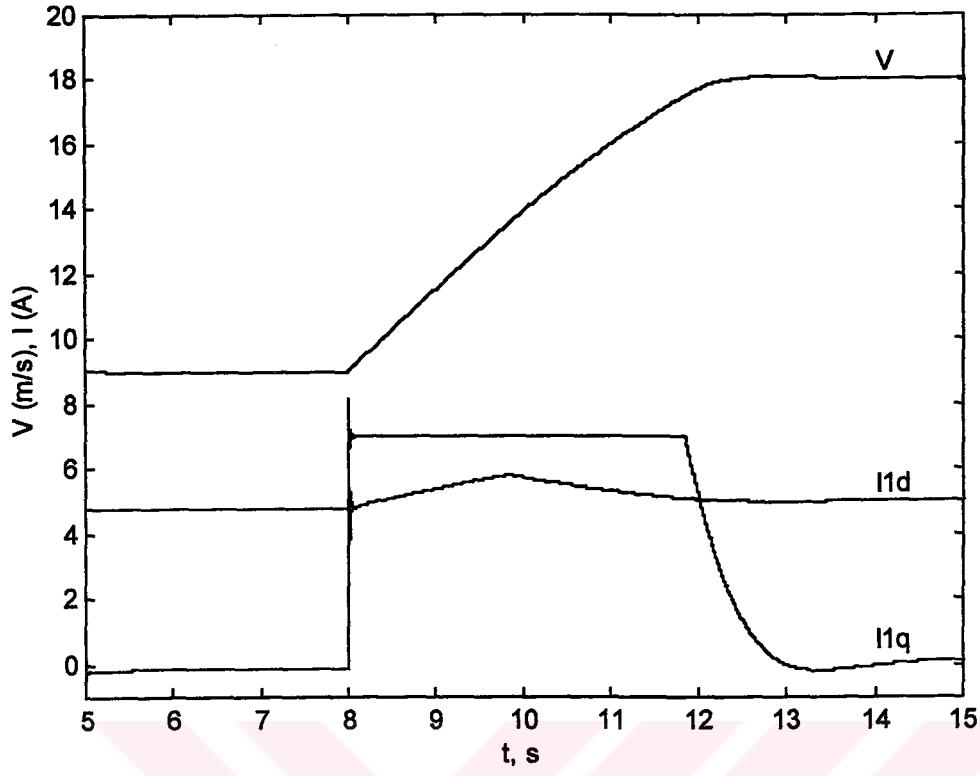
Ele alınan model lineer asenkron motorun, bilgisayar ortamında vektör kontrolü yapılabilmesi için, öncelikle direnç ve endüktans gibi parametrelerin hıza bağlı olarak

değişimleri elde edildikten sonra, motora ilişkin ve döner asenkron motor eşdeğer devresine çok benzeyen Şekil 5.1b 'deki devre geliştirildi. Bu devrenin doğrudan kullanılması durumunda, döner asenkron motor için zaten kurulan dq eksenli denklemlerde bir çok değişikliğe gitmemek için S_x kayma değeri yerine S kayma değeri kullanıldı. Bunun sonucu momentte meydana gelen hata K_{dx} faktörüyle kompanze edildi. Ayrıca, hıza bağlı meydana gelen değişimler için yazılan LIMHX programı, vektör kontrolü için yazılan Matlab/Simulink' teki programla on-line çalıştırıldı. Kontrolörlerin parametrelerinin tespitinde ise, yine bu değişimlerden faydalanılarak her yeni hız değeri için farklı bir K_p ve K_I değeri kullanıldı.

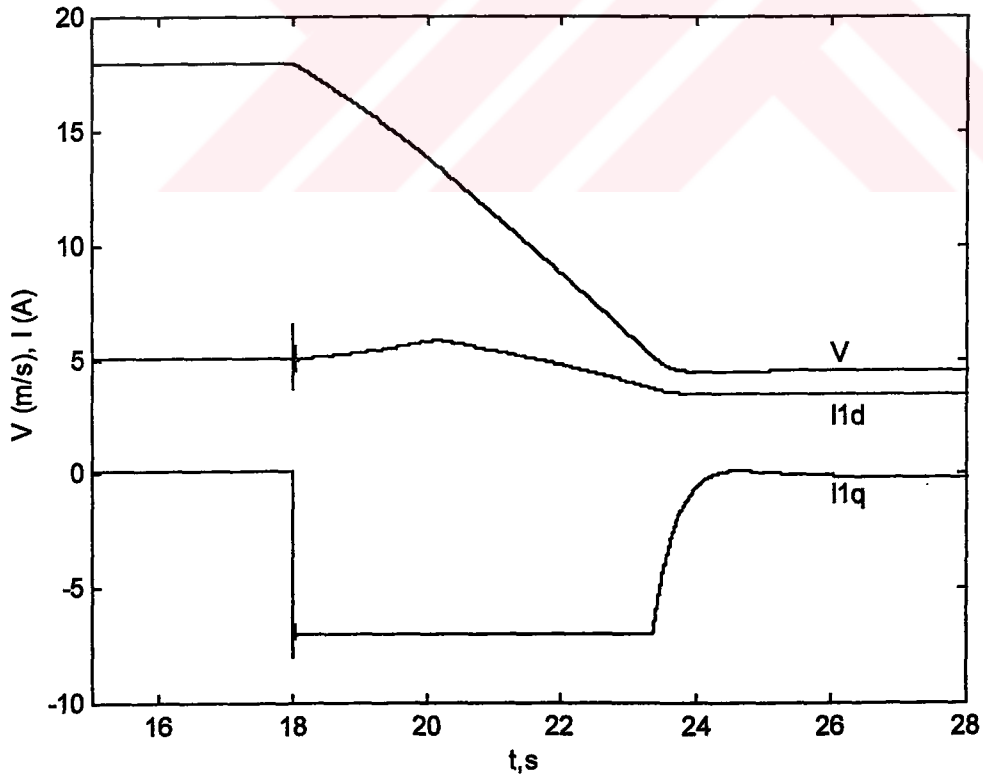
Matlab/Simulink 'te yazılan programın, toolbox 'larla akış şeması Şekil 5.12 'de verilmektedir. Burada motora ilk 8. saniyeye kadar 9 m/s, 18. saniyeye kadar 18 m/s, 30. saniyeye kadar 4.5 m/s, 40. saniyeye kadar -9 m/s, 50. saniyeye kadar yine 9 m/s ve daha sonra 60. saniyeye kadar 0 m/s 'lik hız hedef olarak gösterilmiştir. Şekil 5.19 'da gösterildiği gibi Model LIM, hedef olarak gösterilen bütün hız değerlerine en iyi performansı ($I_{1qmax}=7$ A) göstererek ulaşmıştır. Bunu, bu süreç içinde, Şekil 5.20 'de verilen öteleme kuvvetinin değişimi ispatlamaktadır



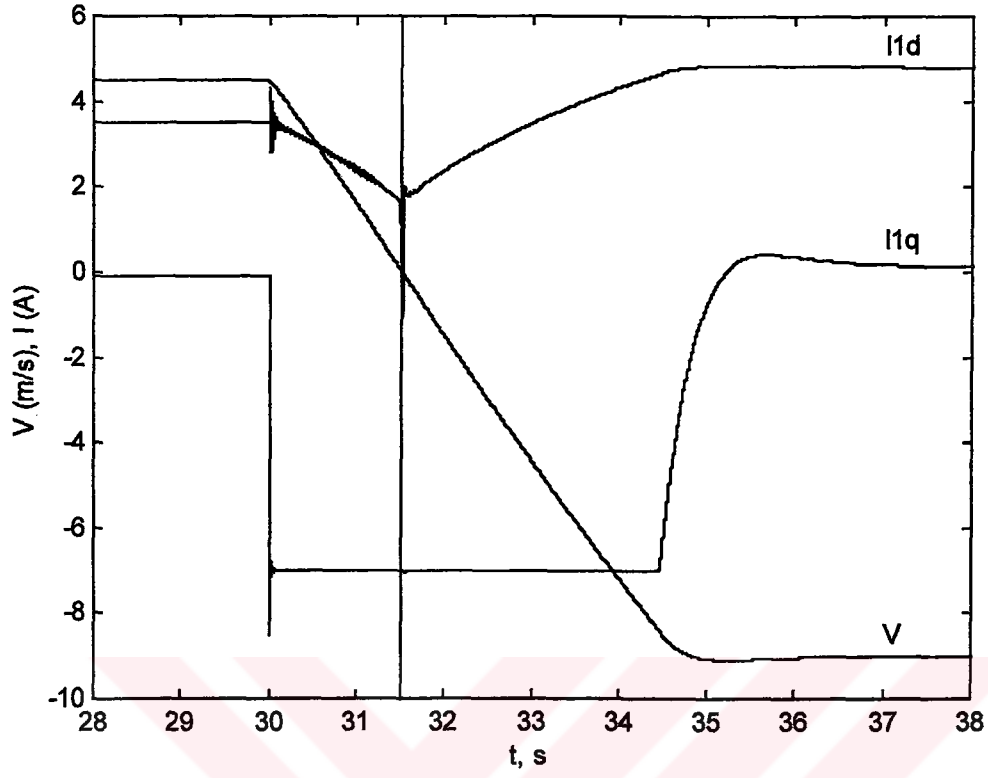
Şekil 5.13. Motor hızının sıfırdan 9 m/s 'ye yükselmesi ve bu esnada akımların değişimi.



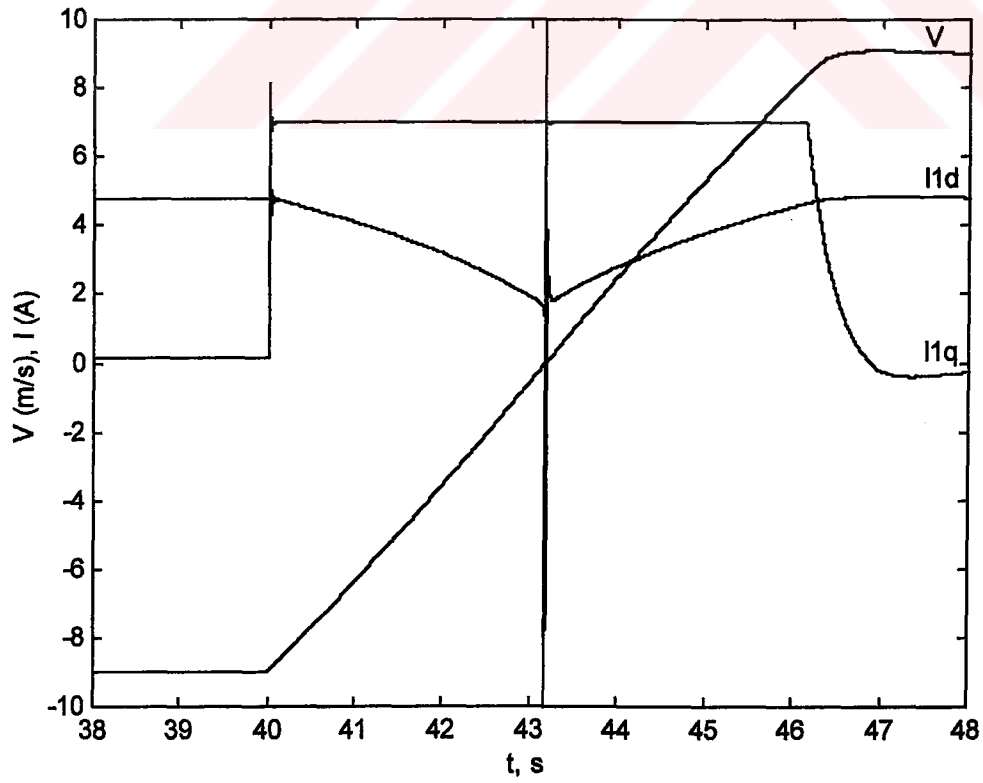
Şekil 5.14. Motor hızının 9 m/s 'den 18 m/s 'ye yükselmesi ve bu esnada akımların değişimi.



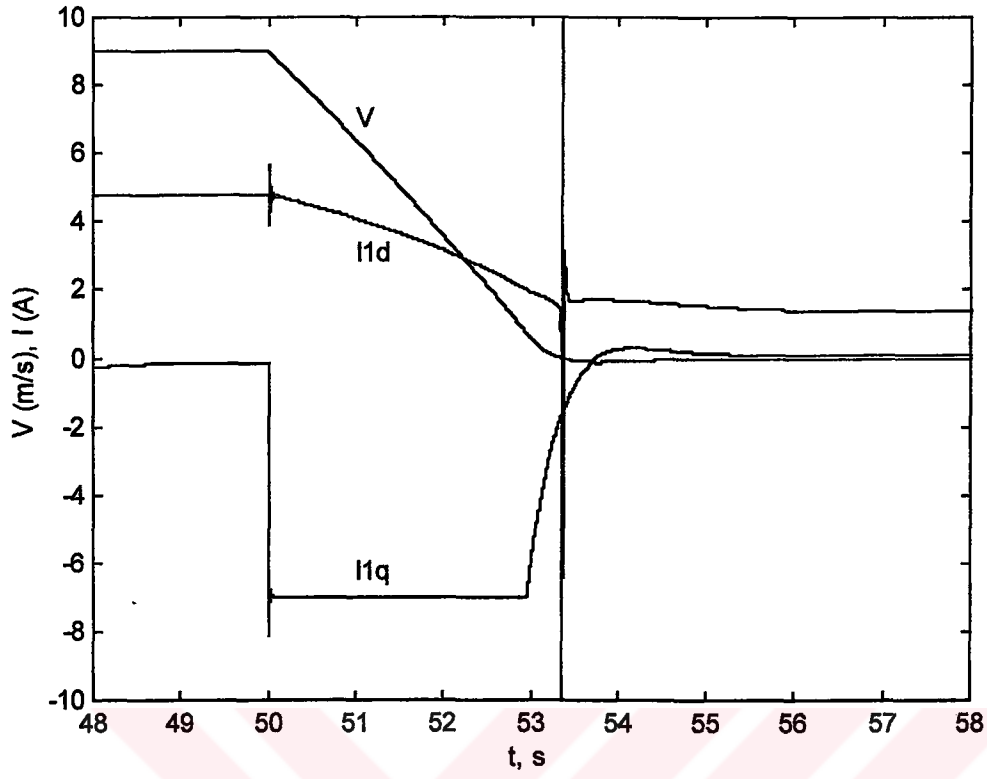
Şekil 5.15. Motor hızının 18 m/s 'den 4.5 m/s 'ye düşmesi ve bu esnada akımların değişimi.



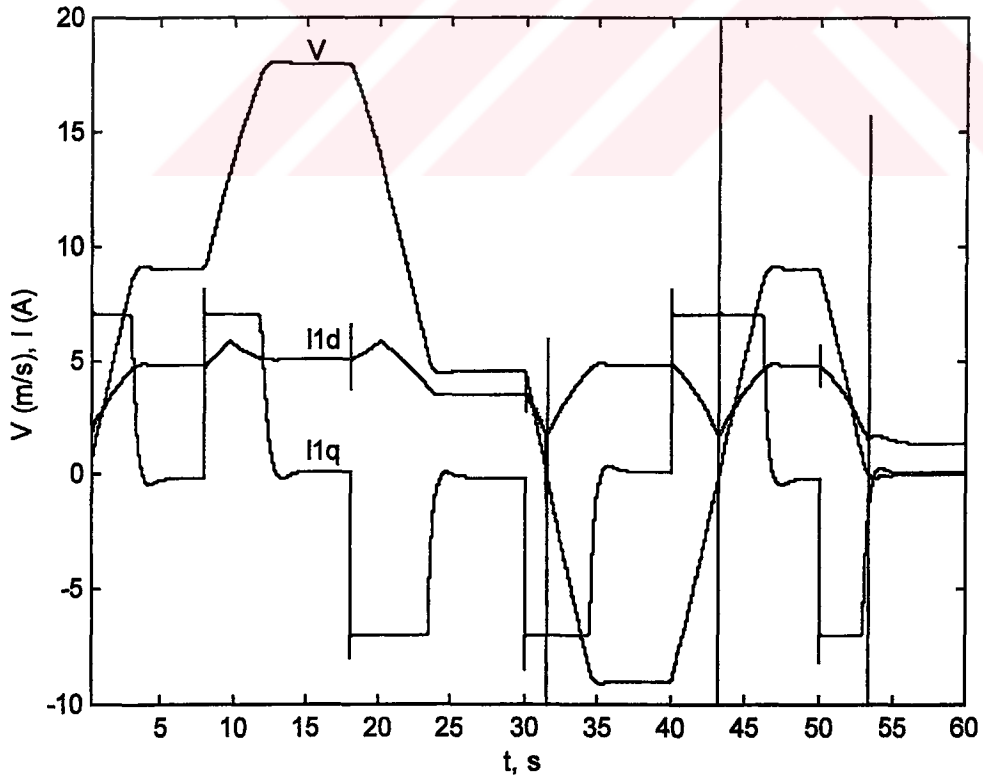
Şekil 5.16. Motor hızının 4.5 m/s 'den -9 m/s 'ye yükselmesi ve bu esnada akımların değişimi.



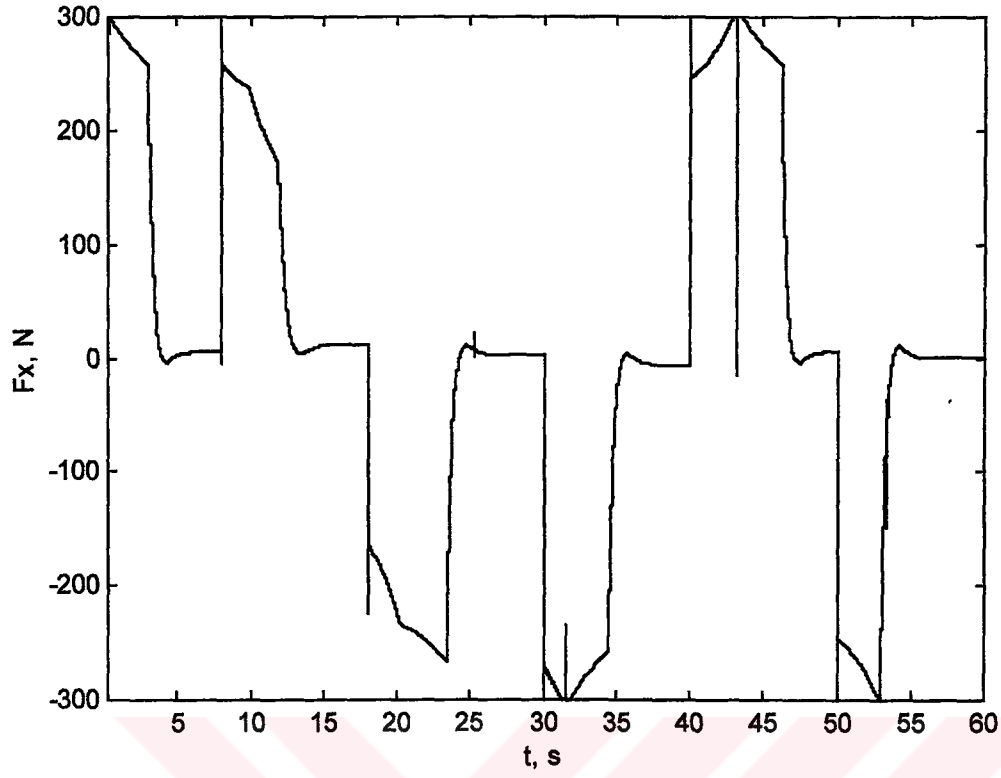
Şekil 5.17. Motor hızının -9 m/s 'den 9 m/s 'ye yükselmesi ve bu esnada akımların değişimi.



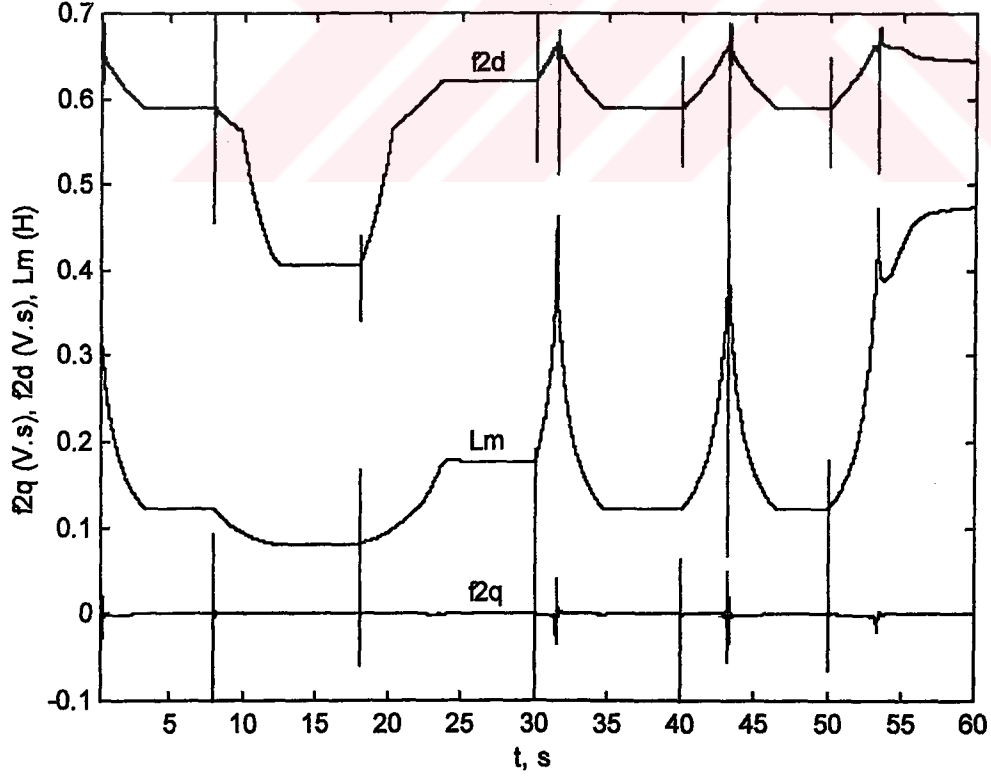
Şekil 5.18. Motor hızının 9 m/s 'den 0 m/s 'ye düşmesi ve bu esnada akımların değişimi.



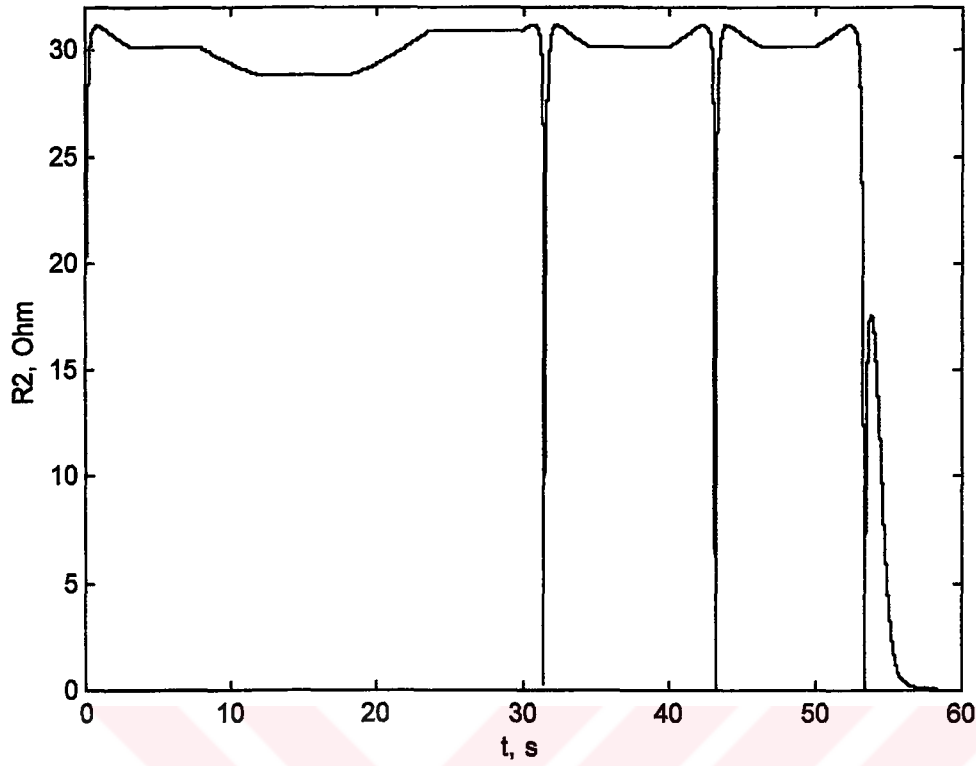
Şekil 5.19. 0-60 saniyeleri arasında motor hızının ve akımlarının değişimi.



Şekil 5.20. 0-60 saniyeleri arasında motor öteleme kuvvetinin değişimi.



Şekil 5.21. 0-60 saniyeleri arasında motor akılarının ve mıknatıslanma endüktansının değişimi.



Şekil 5.22. 0-60 saniyeleri arasında motorun sekonder direncinin değişimi.

Şekil 5.21 'de sekonder manyetik akı değişimleri gösterilmektedir. Burada, motora hedef olarak gösterilen bütün hız değerleri için λ_{2q} akısı sıfırda kalmıştır ve zaten rotor akı yönlendirmeli vektör kontrolü tekniğinde amaçlanan da budur. Bu çalışmada, vektör kontrolü algoritmasında manyetik alan zayıflatması kullanıldığından dolayı, model olarak kullanılan 50 Hz, 220 volt ve 4 kutuplu LIM 'e senkron hızının ($U_s=13.5$ m/s) üzerinde bir hedef gösterildiği için 10. ve 20. saniyeler arasında λ_{2d} akısında bir düşme meydana gelmiştir. Geriye kalan diğer zamanlarda motorun hızı senkron hızın altında kaldığı için, λ_{2d} akısında yaklaşık olarak %5 oranında bir dalgalanma meydana gelmiştir. Bu dalgalanmanın az olması nedeniyle λ_{2d} yaklaşık olarak sabit kalmıştır denilebilir.

Döner asenkron motorlarda hıza göre mıknatıslanma endüktansı değişmediği için, motora hedef olarak gösterilen bütün hız değerlerinde mıknatıslanma akımının referans değeri sabit verilebilir. Ancak, lineer asenkron motorlarda uç etkilerinden dolayı mıknatıslanma endüktansında artan hıza göre bir düşme meydana gelmesi nedeniyle,

manyetik alan zayıflatması yapılmasa da, hedef gösterilen daha yüksek hızlarda λ_{2d} akısında bir zayıflama meydana gelecektir. Bu çalışmada, yine de senkron hızın altında motor performansını iyi derecede korumak için, λ_{2d} manyetik akısı yaklaşık olarak sabit kalması sağlanmıştır. λ_{2d} manyetik akısını yaklaşık sabit tutmak için, döner asenkron motorlarda olduğu gibi mıknatıslanma akımının referans değeri sabit değil aşağıdaki ifadede verildiği gibi değişken olarak tutulmuştur.

$$I_{mrd}^* = \frac{220}{\sqrt{R_1^2 + (100\pi(L_{11} + L_m))^2}} \quad (5.67)$$

Şekil 5.19'da görüldüğü gibi I_{1d} akımı, bu referans akımın değişken olarak verilmesi nedeniyle, motorun hedef gösterilen hızlara ulaşması için geçen süre boyunca, L_m mıknatıslanma endüktansının değişimine bağlı bir şekilde, hız arttığı zaman artmış ve hız azaldığı zaman azalmıştır. Ancak, senkron hızın üzerinde alan zayıflatması yapıldığı için, 10. ve 20. saniyeler arasında mıknatıslanma endüktansının artan hıza karşın düşmesi nedeniyle, I_{1d} akımı artması gerekirken düşmüştür. I_{1q} akımı ise, üretilen öteleme kuvvetiyle orantılı bir şekilde, motoru iyi derecede bir performansla arzu edilen hızlara ulaştırmak için, motora tanınan maksimum akım limitini (7 A) kullanarak değişmiştir. Şekil 5.21 ve Şekil 5.22 'de verilen mıknatıslanma endüktansı ve sekonder direncinin değişimleri ise, Şekil 4.9b ve d 'de gösterilen değişimlerle uyushmaktadır.

6. SONUÇ

Bu çalışmada, doğrudan manyetik alan analizi yöntemlerinden olan sözde tek boyutlu analiz metodu kullanılarak, çift yanlı bir lineer asenkron motorun vektör kontrolü simülasyonu yapılabilmesi için uygun bir matematiksel model elde edilmiştir. Model çift yanlı LIM üzerinde çeşitli deneyler yapılarak elde edilen deneysel sonuçlar ile bilgisayar aracılığıyla elde edilen matematiksel modelin sonuçları karşılaştırılarak, modelin kontrol amaçlı kullanılabilmesi için doğruluk derecesi ortaya konulmuştur.

Primer görünümü Fotoğraf 4.1 ve genel görünümü Fotoğraf 4.2 'de verilen bu motorun, primer yapılarının sonlu uzunlukta olması ve sekonderinin ise çelik disk şeklinde imal edilmiş olmasından dolayı, lineer hareket yapan makinalara haiz olan ve motorun giriş ve çıkışlarındaki süreksizlik nedeniyle meydana gelen, özellikle yüksek hızlarda motor performansını olumsuz yönde büyük ölçüde etkileyen, boyuna uç etkisi manyetik alan dalgaları incelenerek matematiksel modeline dahil edilmiştir. Bu uç etkisi dalgalarından çıkış ucu manyetik alan etki dalgası, giriş ucu manyetik alan etki dalgasına nazaran tepe değeri ve etki mesafesi bakımından daha zayıf olduğu tespit edilerek ihmal edilmiştir.

Öte yandan, boyuna uç etkileri yanında model LIM çelik diskinin düzlemsel olması, bu nedenle öteleme hareketinin oluşumuna sebebiyet veren ve üzerinde indüklenen eddy-akımlarının izlediği kapalı yol üzerinde lineer hareket doğrultusuna paralel bulunan parçasının hareket doğrultusuna dik kuvvetler oluşturan enine kenar etkisi de incelenerek hesaplamalara dahil edilmiştir. Bunun yanında, sekonderdeki (rotor) manyetik alan difüzyonu ve sekonder çelik disk malzemesindeki manyetik doyma da göz önünde bulundurulmuştur.

Matematiksel modelin kurulmasında kullanılan ve Şekil 4.2 'de verilen sürekli durum faz başı LIM eşdeğer devresindeki parametrelerin belirlenmesi için, manyetik alanda güç ve kuvvet hesaplamaları yapılmıştır. Bu hesaplamalar yapılmadan önce, motoru iyi bir şekilde modelleyebilmek için göz önünde bulundurulmuş boyuna uç etkileri, enine kenar etkileri, manyetik doyma etkisi, manyetik alan penetrasyonu ve deri etkisi hesaplamalarından ortaya çıkan G_e iyileştirme (iyelik) faktörü hesaplanmıştır. Bu faktörün belirlenmesinde ise motora ilişkin eşdeğer bir elektriksel iletkenlik ve eşdeğer bir hava aralığı uzunluğu hesaplanmıştır. Lineer motorun G_e iyelik faktörü, hıza göre

çeşitli sabit frekans değerlerindeki değişimine bakılarak (Şekil 4.5), hıza göre yaklaşık parabolik bir şekilde ve frekansa göre ise doğrusal arttığı söylenebilir. Aynı şekil üzerinde verilen g_e eşdeğer hava aralığı ve σ_e eşdeğer iletkenlik değişimlerinden görüldüğü gibi bu beklenen bir sonuç olmuştur (denklem (4.16)).

G_e iyelik faktörü hesaplamalarından sonra, bu faktörden ve sınır koşullarından belirlenen A_2 boyuna giriş ucu etki dalgası genliği (denklem (4.31)) ve bu manyetik dalgaya ilişkin γ_2 (denklem (4.35)) propagasyon katsayısı hesaplanarak güç ve kuvvet hesaplamaları yapılmıştır. Hava aralığındaki güç ve enerji değerlerinden yararlanılarak, motorun faz başı eşdeğer devresindeki parametreler hesaplanarak, hıza göre çeşitli sabit frekans değerlerindeki değişimleri elde edilmiştir (Şekil 4.9).

Döner asenkron motorların aksine, burada belirlenen eşdeğer devredeki parametrelerin hız ve frekansa bu şekilde bağlı olması, yani her farklı frekans ve kayma değerinde motorun mıknatıslanma endüktansı ve sekonder (rotor) direncinin farklı değer alması, vektör kontrolü simülasyonu yapılan lineer asenkron motorun kontrolünde kullanılan kontrol algoritmasının ve kontrol düzeneklerinin döner makinalara nazaran farklı olacağına işaret etmiştir.

Parametrelerin tespiti aşamasında, hesaplamalarda gerekli olan sekonder çelik malzemesinin relatif (bağıl) manyetik iletkenliğinin belirlenmesi için bir bilgisayar programı hazırlanarak, her değişik hız ve frekans değeri için uygun olan manyetik iletkenlik katsayısı hesaplanmıştır (Şekil 4.9). Daha sonra eşdeğer devre parametrelerinin hesaplanması için ana program LIMHX geliştirilmiştir (EK-6). Bu program aracılığıyla elde edilen hız ve frekansa bağlı parametre değerleri okuma dosyaları olarak bilgisayar ortamında saklanarak, sabit gerilim altında motora ilişkin çeşitli sabit frekans değerlerinde teorik kuvvet-hız karakteristikleri elde edilmiştir. Bu karakteristikler, deneysel olarak elde edilen kuvvet-hız karakteristikleri ile karşılaştırılmıştır (Şekil 4.10). Teorik ve deneysel sonuçlar arasında %5 ile %10 arasında değişen hataların bulunması motorun hava aralığına, çelik disk malzemesinin elektriksel iletkenliğine, manyetik iletkenliğine çok hassas olmasından ve yapılan ölçme hatalarından kaynaklanmıştır.

Motor uzunluğu boyunca motor performansına etki eden boyuna uç etki dalgaları da göz önünde tutularak manyetik alanın değişik frekans değerlerinde değişimi incelenerek, gerçekten de giriş ucu etki dalgasının performansa etkisi büyük ve çıkış ucu etki dalgasının performansa etkisi ihmal edilecek kadar küçük olduğu görülmüştür.

Ayrıca, frekans arttıkça hava aralığındaki manyetik alanda bir zayıflama meydana geldiği ve bu nedenle motor performansında bir düşüş olduğu kaydedilmiştir (Şekil 4.11). Motor uzunluğu boyunca, boyuna manyetik alan uç etki dalgalarının %5 kayma değerinde ve 30 ile 100 Hz frekans değerleri için değişimleri elde edilerek, 100 Hz frekansındaki giriş ucu etki dalgası değişiminin tepe değeri 30 Hz frekansındaki değişimin tepe değerinden daha büyük olduğu tespit edilmiştir. Bu nedenle yüksek hızlarda, motorun performansı uç etki dalgalarından büyük oranda olumsuz yönde etkilendiği söylenebilir (Şekil 4.12). Ayrıca, bu uç etki dalgaları değişimlerinin 30 ve 100 Hz frekans değerleri için vektör uçlarının yer değiştirme yörüngeleri de elde edilerek, motor uzunluğu boyunca etki dereceleri incelenmiştir (Şekil 4.13).

Sonuç olarak bu matematiksel modelin, daha önce bahsedilen etkilerin de göz önünde tutularak elde edilmiş olması, yani kurulan eşdeğer devredeki parametrelerin hız ve frekansa bağlı bir şekilde değerlerinin bilinmesi, model LIM'in vektör kontrolü simülasyonunun yapılmasını kolaylaştırmıştır.

Bundan sonra vektör kontrolü simülasyonu yapılan model LIM için, bir eşdeğer devre geliştirilmiştir (Şekil 5.1b). Döner asenkron motora uygulanan kontrol algoritmasında büyük ölçüde değişikliklere gitmemek için geliştirilen devrede, S_x kayma değeri yerine S kayma değerinin kullanılmasıyla meydana gelen moment hatası, ilk defa bu çalışmada kullanılan K_{dx} faktörüyle kompanze edilmiştir. Vektör kontrolüne geçmeden evvel, motorun dinamik modeli için Matlab/Simulink 'te, eşdeğer devre parametrelerinin hıza göre değişimini de göz önünde bulunduran bir bilgisayar programı hazırlanmıştır (Şekil 5.4). Bu bilgisayar programında parametre değişimleri, daha önce yazılan LIMHX programının simulinkteki programla on-line çalıştırılması sonucu göz önünde bulundurulmuştur.

Daha sonra bu dinamik model kullanılarak, model LIM 'in vektör kontrolü için yine Matlab/Simulink 'te bir bilgisayar programı hazırlanmıştır (Şekil 5.12). Yazılan bu program sonuçlarına göre, model olarak kullanılan lineer motor arzu edilen performansı göstermiştir (Şekil 5.13 – Şekil 5.22).

Motor dinamiğinin bu şekilde ortaya konmuş olması ve simülasyon bazında vektör kontrolünün yapılması, ilerde lisansüstü çalışmalarında, uygulamalı olarak yapılacak lineer asenkron motor vektör kontrolü araştırmalarına ışık tutacaktır.

KAYNAKLAR

- Adam, T., Toth, F. and Papp, L., 1998, **Position Controlled Linear Motor Drive for Conveyor Systems**, PEMC '98, pp. 193-197, Prague.
- Al-Magayouf, M.A., Alwash, S.R. and Bonniya, M.I., 1986, **Finite Element Analysis of Linear Induction Motors**, Part I, Proc. ICEM, pp. 260-264.
- Boldea, I. and Bobescu, M., 1978, **Multilayer Approach to the Analysis of Single-sided Linear Induction Motors**, Ibid., 125, (4), pp. 283-287.
- Boldea, I. and Nasar, S.A., 1978, **Improved Performance of High Speed Single-sided Linear Induction Motor**, Elec. Mach. Electromech. Vol. 2, pp. 155-166.
- Boldea, I. and Nasar, S.A., 1985, **Linear Motion Electromagnetic Systems**, John Wiley and Sons Inc., New York, USA.
- Boldea, I. and Nasar, S.A., 1992, **Vector Control of A.C. Drives**, CRC Press, London, UK.
- Boldea, I. and Nasar, S.A., 1997, **Linear Electric Actuators and Generators**, Proc. IEEE, pp 1.1-1.5.
- Bolton, H., 1970, **Transverse Edge Effect in Sheet-Rotor Induction Motors**, IEE Proc. Inst. Elec. Eng., Vol. 177, pp. 2241-2248.
- Bucci, G., Meo, S., Ometto, A. and Scarano, M., 1994, **The Control of LIM by a Generalization of Standard Vector Techniques**, Proc IEEE, pp. 623-626.
- Cebeci, M., 1992, **Zincir İzolatörlerde Elektrik Alan Dağılımının İncelenmesi**, Doktora Tezi, Firat Üniversitesi, Elazığ.
- Coho, O.C., Kilman, G.B. and Robinson, J.I., 1975, **Experimental Evaluation of High-Speed Double Sided Linear Induction Motor**, IEEE Trans., PAS-94, pp. 10-17.
- Cullin A.L. and Barton, T.H., 1958, **A Simplified Electromagnetic Theory of the Induction Motor Using the Concept of Wave Impedance**, IEEE Monographs Proc. C, 105, (8), pp. 331-336.
- Dawson, G.E., Eastham, A.R., Gieras, J.F. and Ong, R., 1985, **Design of Linear Induction Drives by Field Analysis and Finite Element Techniques**, Proc. IEEE IAS Annual Meeting, IEEE Publication No:85CH, 2207-9, pp. 1762-1767.

- Dindoruk, G., 1998, **Asenkron Motor Hız Kontrol Cihazlarında Skaler Kontrol ve Vektör Kontrol**, Schneider Elektrik, pp. 114-115.
- Eastham, A.R., Anathasivam, G.E., Dawson, G.E. and Ong., R., 1986, **Linear Induction Motor Design and Performance Evaluation by Complex Frequency and Time Stepping Finite element Methods**, Proc. Int. Conf. On Evolution and Modern Aspects of Induction Machines, AEI, pp. 42-48.
- Freeman, E.M. and Lowther, B.A., 1973, **Normal Force in Single-sided Linear Induction Motors**, Proc. IEE, 120, (12), pp. 1499-1506.
- Freeman, E.M., 1968, **Travelling Waves in Induction Machines: Input Impedance and Equivalent Circuits**, Proc. IEE, 115, (12).
- Gieras, J.F., 1993, **Sizing Equations for Single-sided Linear Induction Motors**, Elec. Mach. and Power Systems, 21, pp. 25-37.
- Gieras, J.F., 1994, **Linear Induction Drives**, Clarendon Press, Oxford, UK.
- Gieras, J.F., Dawson, G.E. and Eastham, A.R., 1987, **A New Longitudinal End Effect Factor for Linear Induction Motors**, IEEE Trans., EC-2, (1), pp. 152-159.
- Greip, G. And Freman, E.M., 1967, **Travelling-wave Problem in Electrical Machines**, Proc. IEE, 114, (11), pp. 1681-1683.
- Güldemir, H., 1999, **Prediction of Induction Motor Line Current Spectra from Design Data**, PhD. Thesis, University of Nottingham, UK.
- Hauser, C. And Taylor, 1986, **Numerical Grid Generation in Computational Fluid Mechanics**, Pineridge Press.
- Hirasa, T., Ishikawa, S. and Ymamuro, T., 1980, **Equivalent Circuit of Linear Induction Motors with End Effect Taken Into Account**, Ibid., 100, (2), pp. 65-71.
- Isastia, V., Gentile, G., Meo, S., Ometto, A., Rotondale, N. and Scarano, M., 1998, **PWM Vector Control of Inverter-Fed Linear Asynchronous Machines**, PEMC '98, pp. 134-137, Prague.
- Krause, P.C. and Thomas, C.H., 1965, **Simulation of Symmetrical Induction Machinery**, Proc. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-84, No. 11, pp. 1038-1053.
- Kürüm, H., 1990, **Çift Yanlı Lineer Asenkron Motorların Sonlu Elemanlar Yöntemi ile Analizi**, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi, Elazığ.

- Kwon, B., Woo, K., Lee, S.W. and Park, S.C., 1997, **Experimental Investigations and Simulations Using FEM for the Direct Field Oriented Control of Linear Induction Motor**, Proc IEEE, pp. 10.1-10.3.
- Laithwaite, E.R., 1973, **Linear Motors with Transverse Flux**, No. 105, Spectrum.
- Laithwaite, E.R., 1986, **Linear Induction Motors – a new species takes root**, IEE Electron. And Power, 355-359.
- Laithwaite, E.R., 1987, **A History of Linear Electric Motors**, Macmillan.
- Laporte, B. and Huang, F., 1986, **Optimisation of Linear Induction Motor with the Boundary Integral Method**, Proc. ICEM, pp. 278-280.
- Lee, C.H. and Chin, C.Y., 1979, **A Theoretical Analysis of Linear Induction Motors**, IEEE Trans. Power App. Syst. Vol. PAS-98, pp. 679-688.
- Liu, C.T. and Kuo, J.L., 1994, **Transient Analyses of Transverse Flux Homopolar Linear Machines With Unified Prototype**, Proc. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 9, No. 2, pp. 366-375.
- Lu, Changan, Eastham, T.R. and Dawson, G.E, 1993, **Transient and Dynamic Performance of a Linear Induction Motor**, Proc. IEEE, pp. 266-273.
- Lu, Changan, Dawson, G.E. and Eastham, T.R., 1993, **Dynamic Performance of a Linear Induction Motor with Slip Frequency Control**, Proc. IEEE, CCGEI '93, pp. 1057-1060.
- Matsumiya, T. and Takagi, K., **End Effect and Equivalent Circuit of Linear Induction Machines**, Ibid., 21, (1), pp. 117-127.
- Narayanan, S.S.Y. and Rao, M.S., 1986, **Imbalance Characteristics of Full and Part Winding Excited Double Sided Linear Induction Machines**, Proc. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. EC-1, No. 4, pp. 142-148.
- Nasar, S.A. and Boldea, I., 1976, **Linear Motion Electric Machines**, New York, Wiley.
- Nasar, S.A., Xiong, G.Y. and Fu, Z.X., 1994, **Eddy-Current Losses in a Tubular Linear Induction Motor**, Proc. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 30, No. 4, pp. 1437-1445.
- Nonaka, S. and Hipuchi, T., 1982, **Approximate Equations for Calculation of Characteristics of Single-Sided Linear Induction Motors**, Elec. Eng. Japan, 102, (5), pp. 18-25.

- Nonaka, S. and Ocawa, K., 1986, **Boundary Element Analysis of Linear Induction Motor for Maglev Vehicle**, Proc. Int. Conf. on Maglev and Linear Drives, pp. 171-177.
- Nonaka, S. and Fujii, N., 1987, **Simplified Two-Dimensional Analysis of Linear Induction Motors**, Proc. IEEE Transactions on Magnetics, pp. 2832-2834.
- Oberretl, K., 1973, **Three Dimensional Analysis of the Linear Motor Taking into Account Edge Effects**, Arch. Electro-technik, 55, pp. 181-190.
- Ogino, Y., Murakami, Y. and Nakaoka M., 1993, **High Performance Control in Ultra-Low Speed Range of Inverter-Fed Linear Induction Motor Using Vector Control Scheme**, Proc IEEE, pp. 551-557.
- Ogino, Y., Murakami, Y., Ohishi, K. and Nakaoka M., 1993, **High Performance Control in Ultra-Low Speed Range of Inverter-Fed Linear Induction Motor Using Vector Control Scheme**, The European Power Electronics Association.
- Pai, R.M., Boldea, I. and Nasar, S.A., 1988, **Complete Equivalent Circuit of a Linear Induction Motor with Sheet Secondary**, IEEE, Trans. On Magnetics, Vol.24.No.1.
- Poloujadoff, M., 1980, **The Theory of Linear Induction Machinery**, Clarendon Press, Oxford, UK.
- Rodger, B., Pickering, S. and Eastham, J.F., 1986, **A Comparison of Results from 1, 2 and 3 Dimensional Models of a Simple Linear Induction Motor**, Proc. Int. Conf. On Elec. Machines, pp. 285-288.
- Rodger, D. and Eastham, J.F., 1982, **Finite Element Solution of 3D Eddy In Magnetically Linear Conductors at Power Frequencies**, IEEE Trans. Mag., MAG-18, (2), pp. 481-485.
- Rodger, D., 1979, **The Analysis and Performance of Some Linear Induction Motors**, PhD. Thesis, University of Aberdeen.
- Russel, R.L. and Norsworthy, K.H., 1968, **Eddy Currents and Wall Losses in Screened Rotor Induction Motors**, IEE Proc. A, 105, pp. 163-175.
- Ryff, P.F., 1988, **Electric Machinery**, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, USA.
- Sadler, G.V. and Davey, A.W., 1971, **Applications of Linear Induction Motors in Industry**, Proc. IEE, 158, (6), 765-776.

- Sarioğlu, M.K., 1983, **Asenkron Motorlar**, Çağlayan Kitabevi, İstanbul.
- Shobair, A.I., 1995, **An Electromagnetic Approach to Double Sided Linear Induction Machines**, Proceeding of Minia First Conference in Engineering and Technology, MINIA, Egypt.
- Shturman, G.I. and Aranov, R.L., 1946, **Edge Effect in Induction Motors with Open Magnetic Field**, *Electrichesvo*, 10, pp. 43-51.
- Silvester, P.P. and Ferrari, R.L., 1983, **Finite Elements for Electrical Engineers**, Cambridge University Press.
- Simkin, J. and Trovobridge, C.W., 1980, **Three-Dimensional Non-Linear Electromagnetic Field Computations Using Scalar Potentials**, *Proc. IEE*, 127, (6), pp. 368.
- Stoll, R.L., 1972, **The Analysis of Eddy Currents**, Clarendon Press, Oxford, England.
- Sung, J. and Nam, K., 1999, **A New Approach to Vector Control for a Linear Induction Motor Considering End Effects**, *Proc. IEEE*, pp. 2284-2289.
- Sünter, S., 1995, **A Vector Controlled Matrix Converter Induction Motor Drive**, PhD. Thesis, Nottingham University, UK.
- Tandon, S.C., Asmor, A.F. and Chari, M.V.K., 1983, **Non-Linear Transient Finite element field Computation for electrical Machines and Devices**, *IEEE, PAS-102*, pp. 1089-1096.
- Tipping, D. and Hesmond, D.E., 1965, **General Method for Prediction of Characteristics of Induction Motors with Discontinuous Exciting Windings**, *Ibid.*, 112, pp. 1721-1735.
- Tsai, M.C., and Chen, J.H., 1999, **A Practical Implementation of a Linear Induction Motor Drive Using New Generation DSP Controller**, *Proc. IEEE International Conference on Control Applications*, pp. 945-949.
- Turner, P.J., **Finite Element Simulation of Turbine Generator Terminal Faults and Application to Machine Parameter Prediction**, *IEEE*.
- Wilkinson, K.J.R., 1982, **End Effects in Series-Wound Linear Induction Motors**, *IEE Proc.*, 129, (1), pp. 35-42.
- Williams, F.C., Laithwaite, E.R. and Eastham, J.F., 1959, **Development and Design of Spherical Induction Motors**, *Proc. IEE*, 106, pp. 471-484.

- Williams, F.C., Laithwaite, E.R. and Piggot, L.S., 1957, **Brushless Variable-Speed Induction Motors**, Ibid., 104, pp. 102-118.
- Yamamura, S., 1972, **Theory of Linear Induction Motors**, Halstead Press.
- Yang, C.H. and Nasar, S.A., 1988, **A Permanent Magnet Linear Oscillatory Motor for the Total Artificial Heart**, Electric Machines and Power Systems, 15, 381-395.
- Yoshida, K., 1980, **Computer-Aided 3-D Space Harmonic Analysis Method for Design of Linear Induction Machines Using the MVP Transfer Matrix**, Proc. Int. Conf. On Evolution and Modern Aspects of Induction Machines, pp. 49-56.
- Zienkiewicz, O.C., 1977, **The Finite Element Method**, McGraw-Hill.
- Zhang, Z., Eastham, T.R. and Dawson, G.E., 1993, **LIM Dynamic Performance Assessment from Parameter Identification**, Proc. IEEE, pp. 295-300.
- Zhang, Z., Eastham, T.R. and Dawson, G.E., 1995, **Peak Thrust Operation of Linear Induction Machines from Parameter Identification**, Proc. IEEE, pp. 375-379.
- 

EK-1: YAPILAN DENEY SONUÇLARI

LİM'in 1 YANININ 1 FAZINA İLİŞKİN DENEY SONUÇLARI													
SABİT GERİLİM, U=128 Volt, ve SABİT FREKANSTA, f=30 Hz.													
I_{ort} (A)	4.98	5.13	5.15	5.2	5.26	5.28	5.35	5.46	5.56	5.65	5.9	6.05	
F_p (kp)	0.2	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1	1.1	1.25	1.4	1.6	1.8	
n_d (d/d)	135	120	117	115	106	105	103	94	90	84	74	65	
P_g (W)	265	300	315	330	350	358	365	380	400	415	450	465	
$F_{LİM}$ (N)	6.9	10.5	11.7	13.0	14.0	15.3	16.6	17.7	19.6	21.4	23.8	26.2	
$V_{LİM}$ (m/s)	6.84	6.08	5.93	5.83	5.37	5.32	5.22	4.77	4.56	4.26	3.75	3.3	
$S_{LİM}$	0.16	0.25	0.27	0.28	0.34	0.34	0.36	0.41	0.44	0.47	0.54	0.59	
$P_{LİM}$ (W)	47.3	63.6	69.4	75.7	75.4	81.7	86.8	84.4	89.2	91.1	89.1	86.3	
$\eta_{LİM}$ (%)	17.8	21.2	22.0	22.9	21.5	22.8	23.8	22.2	22.3	22.0	19.8	18.6	
$\cos\phi_{LİM}$	0.42	0.46	0.48	0.5	0.52	0.53	0.53	0.54	0.56	0.57	0.6	0.6	

LİM'in 1 YANININ 1 FAZINA İLİŞKİN DENEY SONUÇLARI													
SABİT GERİLİM, U=170 Volt, ve SABİT FREKANSTA, f=40 Hz.													
I_{ort} (A)	5.51	5.61	5.65	5.65	5.71	5.78	5.78	5.93	6.1				
F_p (kp)	0.2	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.1	1.2				
n_d (d/d)	180	170	168	164	161	154	152	149	139				
P_g (W)	365	400	415	415	440	450	458	490	530				
$F_{LİM}$ (N)	8.3	10.7	12.0	13.2	14.4	15.5	16.8	19.4	20.4				
$V_{LİM}$ (m/s)	9.13	8.62	8.52	8.31	8.16	7.81	7.71	7.55	7.05				
$S_{LİM}$	0.16	0.2	0.21	0.23	0.24	0.28	0.29	0.3	0.35				
$P_{LİM}$ (W)	76.0	92.1	102.0	109.5	117.7	121.4	129.7	146.5	144.1				
$\eta_{LİM}$ (%)	20.8	23.0	24.6	26.4	26.8	27.0	28.3	29.9	27.2				
$\cos\phi_{LİM}$	0.39	0.42	0.43	0.43	0.45	0.46	0.47	0.49	0.51				

LİM'in 1 YANININ 1 FAZINA İLİŞKİN DENEY SONUÇLARI														
SABİT GERİLİM, U=213 Volt, ve SABİT FREKANSTA, f=50 Hz.														
I_{ort} (A)	5.63	5.81	5.91	5.96	5.88	5.96	5.98	6.16	6.3	6.48	6.51	6.7	7.01	7.1
F_p (kp)	0.2	0.35	0.45	0.55	0.65	0.7	0.75	0.8	1	1.2	1.4	1.6	1.9	2.3
n_d (d/d)	229	225	222	221	220	219	217	205	185	184	180	168	150	142
P_g (W)	430	458	480	508	515	530	550	565	600	650	665	700	780	800
$F_{LİM}$ (N)	9.9	11.7	13.0	14.3	15.6	16.2	16.9	17.1	19.2	21.8	24.4	26.7	30.2	35.3
$V_{LİM}$ (m/s)	11.6	11.4	11.3	11.2	11.2	11.1	11	10.4	9.4	9.3	9.1	8.5	7.6	7.2
$S_{LİM}$	0.14	0.16	0.17	0.17	0.17	0.18	0.19	0.23	0.31	0.31	0.32	0.37	0.44	0.47
$P_{LİM}$ (W)	114	134	147	160	175	180	185	178	181	203	222	227	229	254
$\eta_{LİM}$ (%)	26.6	29.2	30.6	31.5	34.0	34.0	33.7	31.6	30.1	31.2	33.4	32.4	29.4	31.7
$\cos\phi_{LİM}$	0.36	0.37	0.38	0.4	0.41	0.42	0.43	0.43	0.45	0.47	0.48	0.49	0.52	0.53

LİM'in 1 YANININ 1 FAZINA İLİŞKİN DENEY SONUÇLARI													
SABİT GERİLİM, U=215 Volt, ve SABİT FREKANSTA, f=60 Hz.													
I_{ort} (A)	4.96	4.96	5.1	5.18	5.45	5.48	5.51	5.7	5.9	6.23	6.3	6.5	
F_p (kp)	0.2	0.45	0.6	0.7	0.8	0.9	1	1.1	1.3	1.4	1.8	2	
n_d (d/d)	251	248	245	230	223	220	215	206	190	168	158	142	
P_g (W)	430	450	490	515	575	580	590	625	680	750	765	800	
$F_{LİM}$ (N)	10.5	13.8	15.7	16.6	17.7	19.0	20.1	21.2	23.4	24.0	29.1	31.3	
$V_{LİM}$ (m/s)	12.7	12.6	12.4	11.7	11.3	11.2	10.9	10.4	9.6	8.5	8	7.2	
$S_{LİM}$	0.21	0.22	0.23	0.28	0.3	0.31	0.33	0.36	0.41	0.47	0.51	0.56	
$P_{LİM}$ (W)	134	174	195	194	200	213	220	220	224	204	233	225	
$\eta_{LİM}$ (%)	31.1	38.7	39.7	37.7	34.8	36.7	37.2	35.2	33.0	27.2	30.4	28.1	
$\cos\phi_{LİM}$	0.4	0.42	0.45	0.46	0.49	0.49	0.5	0.51	0.54	0.56	0.56	0.57	

LİM'in 1 YANININ 1 FAZINA İLİŞKİN DENEY SONUÇLARI													
SABİT GERİLİM, U=215 Volt, ve SABİT FREKANSTA, f=70 Hz.													
I_{ort} (A)	4.28	4.43	4.5	4.61	4.75	4.85	5.08	5.11	5.36	5.58	5.78	5.88	5.98
F_p (kp)	0.2	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5
n_d (d/d)	291	270	268	264	240	237	233	217	197	186	166	150	145
P_g (W)	400	450	465	500	530	550	580	608	650	680	715	730	765
$F_{LİM}$ (N)	11.8	13.8	15.1	16.3	16.9	18.1	19.4	20.2	20.9	21.9	22.6	23.5	24.7
$V_{LİM}$ (m/s)	14.8	13.7	13.6	13.4	12.2	12	11.8	11	10	9.4	8.4	7.6	7.4
$S_{LİM}$	0.22	0.28	0.28	0.29	0.36	0.36	0.37	0.42	0.47	0.5	0.55	0.6	0.61
$P_{LİM}$ (W)	175	189	205	219	206	218	228	222	209	206	190	178	183
$\eta_{LİM}$ (%)	43.8	42.1	44.2	43.7	39.0	39.6	39.4	36.5	32.2	30.3	26.6	24.4	23.9
$\cos\phi_{LİM}$	0.43	0.47	0.48	0.5	0.52	0.53	0.53	0.55	0.56	0.57	0.58	0.58	0.6

LİM'in 1 YANININ 1 FAZINA İLİŞKİN DENEY SONUÇLARI													
SABİT GERİLİM, U=215 Volt, ve SABİT FREKANSTA, f=80 Hz.													
I_{ort} (A)	3.9	4.03	4.2	4.25	4.43	4.63	4.81	5.1	5.25	5.46	5.58		
F_p (kp)	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1	1.1	1.2	1.3		
n_d (d/d)	307	287	272	265	240	222	196	176	159	140	120		
P_g (W)	415	450	480	500	525	565	600	630	675	700	725		
$F_{LİM}$ (N)	13.7	14.4	15.2	16.3	16.9	17.7	18.2	18.9	19.7	20.5	21.2		
$V_{LİM}$ (m/s)	15.6	14.6	13.8	13.4	12.2	11.3	9.9	8.9	8.1	7.1	6.1		
$S_{LİM}$	0.28	0.33	0.36	0.38	0.44	0.48	0.54	0.59	0.63	0.67	0.72		
$P_{LİM}$ (W)	213	210	210	219	206	200	180	168	160	145	129		
$\eta_{LİM}$ (%)	51.4	46.7	43.8	43.7	39.3	35.4	30.0	26.7	23.7	20.8	17.8		
$\cos\phi_{LİM}$	0.49	0.52	0.53	0.55	0.55	0.57	0.58	0.57	0.6	0.6	0.6		

LİM'in 1 YANININ 1 FAZINA İLİŞKİN DENEY SONUÇLARI

SABİT GERİLİM, U=215 Volt, ve SABİT FREKANSTA, f=90 Hz.

I_{ort} (A)	4	4.11	4.26	4.41	4.68	4.93	5.08	5.26						
F_p (kp)	0.3	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1	1.1						
n_d (d/d)	307	280	249	224	196	162	150	108						
P_g (W)	450	475	530	550	608	630	665	700						
$F_{LİM}$ (N)	13.7	15.5	15.8	16.4	16.8	17.1	18.1	18.1						
$V_{LİM}$ (m/s)	15.6	14.2	12.6	11.4	9.9	8.2	7.6	5.5						
$S_{LİM}$	0.36	0.42	0.48	0.53	0.59	0.66	0.69	0.77						
$P_{LİM}$ (W)	213	220	199	187	167	140	138	100						
$\eta_{LİM}$ (%)	47.4	46.3	37.6	34.0	27.4	22.3	20.7	14.3						
$\cos\phi_{LİM}$	0.52	0.54	0.58	0.58	0.6	0.59	0.61	0.62						

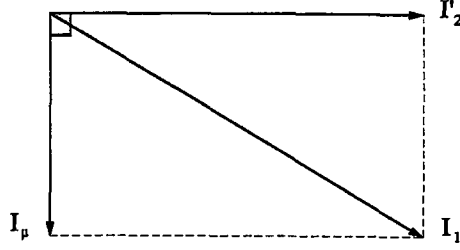
LİM'in 1 YANININ 1 FAZINA İLİŞKİN DENEY SONUÇLARI

SABİT GERİLİM, U=215 Volt, ve SABİT FREKANSTA, f=100 Hz.

I_{ort} (A)	3.73	3.96	4.06	4.2	4.6	4.75								
F_p (kp)	0.3	0.5	0.5	0.6	0.7	0.8								
n_d (d/d)	312	259	233	208	194	115								
P_g (W)	465	500	550	565	630	650								
$F_{LİM}$ (N)	13.8	14.8	14.0	14.5	15.4	14.3								
$V_{LİM}$ (m/s)	15.8	13.1	11.8	10.5	9.8	5.8								
$S_{LİM}$	0.41	0.51	0.56	0.61	0.64	0.78								
$P_{LİM}$ (W)	218	194	165	153	151	83								
$\eta_{LİM}$ (%)	46.8	38.8	30.0	27.0	24.0	12.8								
$\cos\phi_{LİM}$	0.58	0.59	0.63	0.63	0.64	0.64								

EK-2: R_2' , M' ve R_m' İÇİN CEBİRSEL İŞLEMLER

Şekil 4.2 'deki faz başı LIM eşdeğer devresinde, paralel kollardan biri rezistif diğeri ise tamamen endüktiftir. Bu nedenle, paralel kolların akımları arasındaki fazör ilişkisi aşağıdaki gibi olur.



Şekil E2.1. Akımların fazör ilişkisi.

Burada amaç sekonder devresinin kayıp güç ve mekanik güç dirençlerini ile mıknatıslanma endüktansını, motorun giriş akımı ve hava aralığındaki güç ve enerji değerleri cinsinden ifade etmek gerekir. Denklem (4.2) 'den R_2' direnci şu şekilde yazılabilir.

$$R_2' = \frac{P_2}{3I_2^2} = \frac{P_2}{3I_1^2} \frac{I_1^2}{I_2^2} = \frac{P_2}{3I_1^2} \frac{(I_2^2 + I_\mu^2)}{I_2^2} = \frac{P_2}{3I_1^2} \left(1 + \frac{I_\mu^2}{I_2^2}\right) \quad (E2.1)$$

R_2' sonuç ifadesindeki I_μ/I_2 oranının tespit edilmesi gerekir. Kaynak frekansına ω ve hava aralığı e.m.k.'sına E denilecek olursa;

$$I_\mu = \frac{E}{\omega M'} ; I_2 = \frac{E}{R_2 + R_m} \Rightarrow \frac{I_\mu}{I_2} = \frac{R_2 + R_m}{\omega M'} \quad (E2.2)$$

olur. Denklem (4.1) 'den I_μ akımını enerji cinsinden ifade ederek, sekonderin reaktif gücü Q_2 kadar ise, bunu şu şekilde ifade edebiliriz.

$$Q_2 = 3I_\mu^2 \omega M' = 3 \frac{E^2}{\omega M'} = 3 \left(\frac{2W_m}{3M'} \right) \omega M' = 2\omega W_m \quad (E2.3)$$

Burada Q_2 için elde edilen sonuç ifadesi denklem (4.10) 'da verilenin aynısıdır. Rotor tarafındaki aktif güçlerin toplamı ise,

$$P_2 + P_m = 3 \frac{E^2}{R_2 + R_m} \quad (E2.4)$$

kadardır. Burada reaktif güç aktif güç toplamına oranlanacak olursa,

$$\frac{Q_2}{P_2 + P_m} = \frac{3 \frac{E^2}{\omega M'}}{3 \frac{E^2}{R_2 + R_m}} = \frac{R_2 + R_m}{\omega M'} = \frac{I_\mu}{I_2} \quad (E2.5)$$

sonucu çıkar. Demek ki burada mıknatıslanma akımının sekonder akımına oranı yerine, sekonder reaktif gücünün toplam sekonder gücüne oranı kullanılabilir.

$$\frac{I_\mu}{I_2} = \frac{Q_2}{P_2 + P_m} = y \quad (E2.6)$$

Yukarıda bulunan son ifade denklem (4.9) 'un aynısıdır. Aktif ve reaktif güçler hesaplandığı ve kaynak frekansı ile kaynak akımı bilindiği takdirde, denklem (E2.1) ve (E2.6)'dan R_2 şu şekilde hesaplanabilir.

$$R_2' = \frac{P_2}{3I_1^2} (1 + y^2) \quad (E2.7)$$

Elde edilen bu son ifade de denklem (4.5) 'in aynısıdır. Benzer bir yorumla, R_m için de böyle bir ifade türetilebilir. Denklem (4.3) 'ten R_m çekilecek olursa;

$$R'_m = \frac{P_m}{3I_2^2} = \frac{P_m}{3I_1^2} \frac{I_1^2}{I_2^2} = \frac{P_m}{3I_1^2} \frac{(I_2^2 + I_\mu^2)}{I_2^2} = \frac{P_m}{3I_1^2} \left(1 + \frac{I_\mu^2}{I_2^2}\right) = \frac{P_m}{3I_2^2} (1 + y^2) \quad (E2.8)$$

sonucu elde edilir. Buradaki sonuç ifadesi ise denklem (4.6) 'nın aynısıdır. Yine kaynak frekansı, kaynak akımı bilindiği, aktif ve reaktif güçler hesaplandığı takdirde, mekanik gücü temsil eden R_m direnci bulunabilir. M için güç cinsinden bir ifade türetilecek olursa, denklem (4.1) 'den M 'i çekmek gerekir.

$$M = \frac{2W_m}{3I_\mu^2} = \frac{2W_m}{3I_1^2} \frac{I_1^2}{I_\mu^2} = \frac{2W_m}{3I_1^2} \frac{(I_\mu^2 + I_2^2)}{I_\mu^2} = \frac{2W_m}{3I_1^2} \left(1 + \frac{I_2^2}{I_\mu^2}\right) = \frac{2W_m}{3I_1^2} (1 + y^2) \quad (E2.9)$$

Burada elde edilen sonuç ifadesi ise, denklem (4.7) ile aynıdır.



EK-3: UÇ ETKİLERİ VE PROPAGASYON KATSAYILARINA SONUÇ İFADELERİ TÜRETMEK İÇİN YAPILAN İŞLEMLER

Denklem (4.19) 'un, uç etkisi olmaması durumunda, sürekli durumda çözümü aşağıdaki normal hava aralığı manyetik alanıdır.

$$\vec{B}_n = \bar{B}_n e^{-jkx} \quad (E3.1)$$

Bu denklemin x 'e göre ilgili türevleri alınıp denklem (4.19) 'da yerine konulacak olursa, normal hava aralığı manyetik alan dalgasının genlik değeri bulunur.

$$\bar{B}_n = \frac{jJ_m}{g_e k(1 + jSG_e)} \quad (E3.2)$$

Denklem (4.19) 'ün çözümlerinden biri de geçici durum, yani sağ tarafı sıfır olması durumunda uç etkileri nedeniyle ortaya çıkan çözümdür. Öyleyse bu denklemin, sağ tarafı sıfıra eşitlenerek ve $\partial/\partial x = \lambda$ operatörü tanımlayarak karakteristik kökleri şu şekilde bulunabilir.

$$\frac{\partial^2 \bar{H}_r}{\partial x^2} - G_e k(1 - S) \frac{\partial \bar{H}_r}{\partial x} - jG_e k^2 \bar{H}_r = 0 \quad (E3.3)$$

$$\lambda^2 - G_e k(1 - S)\lambda - jG_e k^2 = 0 \quad (E3.4)$$

$$\lambda_{1,2} = k \left[\frac{G_e(1 - S)}{2} \mp \sqrt{\left[\frac{G_e(1 - S)}{2} \right]^2 + jG_e} \right] = k\gamma_{1,2} \quad (E3.5)$$

$$\gamma_{1,2} = \frac{G_e(1 - S)}{2} \mp \sqrt{\left[\frac{G_e(1 - S)}{2} \right]^2 + jG_e} \quad (E3.6)$$

Burada γ_1 ve γ_2 propagasyon katsayılarıdır. Bu katsayıları şu şekilde daha sade halde yazmak da mümkündür.

$$\gamma_{1,2} = \frac{G_e(1-S)}{2} \mp \sqrt{\left[\frac{G_e(1-S)}{2}\right]^4 + G_e^2} e^{j\frac{1}{2}\tan^{-1}\left[\frac{G_e}{\left[\frac{G_e(1-S)}{2}\right]^2}\right]} \quad (E3.7)$$

Yukarıdaki denklemin kök içerisinde olan ifadesini şu şekilde yazmak mümkündür.

$$\sqrt{\left[\frac{G_e(1-S)}{2}\right]^4 + G_e^2} = \left[\frac{G_e(1-S)}{2}\right]^2 b_1 \text{ ve } b_1 = \sqrt{1 + 16G_e^{-2}(1-S)^{-4}} \quad (E3.8)$$

Öyleyse, denklem (E3.7) daha sade şekilde aşağıdaki gibi olur.

$$\gamma_{1,2} = \frac{G_e(1-S)}{2} \mp \frac{G_e(1-S)}{2} \sqrt{b_1} \left[\cos\left(\frac{\theta}{2}\right) + j \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \right] \quad (E3.9)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left[\frac{4G_e}{[G_e(1-s)]^2} \right] \quad (E3.10)$$

Bazı trigonometrik işlemlerden sonra, sin. ve cosin. terimleri şu şekilde ifade edilebilir.

$$\cos\left(\frac{\theta}{2}\right) = \sqrt{\frac{b_1+1}{2b_1}} \text{ ve } \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) = \sqrt{\frac{b_1-1}{2b_1}} \quad (E3.11)$$

Bu ifadeler yukarıda yerlerine konulursa, propagasyon katsayıları aşağıdaki şekilde bulunur. Bulunan bu ifadeler denklem (4.34) ve (4.35) 'teki denklemlerle aynıdır.

$$\bar{\gamma}_1 = \frac{G_e(1-S)}{2} \left[\sqrt{\frac{b_1+1}{2}} + 1 + j \sqrt{\frac{b_1-1}{2}} \right] \quad (E3.12)$$

$$\bar{\gamma}_2 = \frac{-G_e(1-S)}{2} \left[\sqrt{\frac{b_1+1}{2}} - 1 + j \sqrt{\frac{b_1-1}{2}} \right] \quad (E3.13)$$

Bu durumda denklem (4.19) 'un genel çözümü, denklem (4.22) 'de verildiği gibi olur. Motorun giriş ve çıkış uçlarında manyetomotor kuvveti sıfır olduğunu belirten denklem (4.26) ve (4.27) 'deki ifadeler ($x < 0$ ve $x > l = p\tau$ bölgelerinde), denklem (4.28) ve denklem (4.29) 'daki sınır koşullarına uygulanacak olursa, şu ifadeler ortaya çıkar.

$$\left. \bar{H}_t \right|_{x=0} = \left. \bar{H}_o \right|_{x=0} = \bar{A}_1 e^{-k\gamma_1 p\tau} + \bar{A}_2 + \bar{B}_n = \bar{A}_o \quad (E3.14)$$

$$\left. \bar{H}_t \right|_{x=p\tau} = \left. \bar{H}_3 \right|_{x=p\tau} = \bar{A}_1 + \bar{A}_2 e^{k\gamma_2 p\tau} + \bar{B}_n = \bar{A}_3$$

Denklem (4.24) 'ten sekonder üzerindeki manyetik alan çekilecek olursa,

$$\bar{H}_r = \bar{H}_t - \bar{H}_o = \bar{A}_1 e^{k\gamma_1 (x-l)} + \bar{A}_2 e^{k\gamma_2 x} + \bar{B}_n e^{-jkx} - \frac{jJ_m}{g_e k} e^{-jkx} \quad (E3.15)$$

şeklinde bir sonuç ifadesi çıkar. Bu sonuç ifadesini, denklem (4.28) ve (4.29) 'daki türevli sınır şartlarında yerine konulacak olursa;

$$\left. \frac{\partial \bar{H}_r}{\partial x} \right|_{x=0} = \left. \frac{\partial \bar{H}_o}{\partial x} \right|_{x=0} = k\gamma_1 \bar{A}_1 e^{-k\gamma_1 p\tau} + k\gamma_2 \bar{A}_2 - jk \bar{B}_n + \frac{j^2 J_m}{g_e k} k = k\gamma_1 \bar{A}_o \quad (E3.16)$$

$$\left. \frac{\partial \bar{H}_r}{\partial x} \right|_{x=p\tau} = \left. \frac{\partial \bar{H}_3}{\partial x} \right|_{x=p\tau} = k\gamma_1 \bar{A}_1 + k\gamma_2 \bar{A}_2 e^{k\gamma_2 p\tau} - jk \bar{B}_n - \frac{J_m}{g_e k} k = k\gamma_2 \bar{A}_3 \quad (E3.17)$$

sonuçları çıkar. A_o ve A_3 yerine denklem (E3.14) 'teki eşit oldukları ifadeler konulacak olursa, denklem (4.30) ve (4.31) 'de verilen sonuçlar ortaya çıkar. Yalnız burada yapılacak işlemlerde;

$$jSG_e = \frac{jJ_m}{g_e k \bar{B}_n} - 1 ; SG_e = j + \frac{J_m}{g_e k \bar{B}_n} ; 1 + jSG_e = \frac{jJ_m}{g_e k \bar{B}_n} ; e^{-jk p\tau} = 1 \quad (E3.18)$$

ifadelerini kullanmak gerekir.

EK-4: KOORDİNAT DÖNÜŞÜMLERİ

E4.1. Üç Faz ve α - β Arası Dönüşümler

Primer gerilimini α - β terimleri cinsinden aşağıdaki şekilde ifade etmek mümkündür.

$$v(t) = v_{\alpha} + jv_{\beta} = \frac{\sqrt{2}}{3}(v_a(t) + v_b(t)e^{j2\pi/3} + v_c(t)e^{j4\pi/3}) \quad (E4.1)$$

$$V = \sqrt{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \quad (E4.2)$$

Üç faz giriş değerleri zaman üzerinden herhangi bir andaki toplamı sıfırdır.

$$v_a(t) + v_b(t) + v_c(t) = 0 \quad (E4.3)$$

α eksenini, üç faz çatısının a eksenineyle karşılaştırılacak olursa, dönüşüm aşağıda verilen denklemlerle ifade edilir.

$$v_{\alpha} = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{3}{2} v_a = \frac{1}{\sqrt{2}} v_a \quad (E4.4)$$

$$v_{\beta} = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{\sqrt{3}}{2} (v_b - v_c) = \frac{1}{\sqrt{6}} (v_b - v_c)$$

α - β 'dan 3 faz değerlerine dönüşüm için aşağıdaki denklemler kullanılır.

$$v_a = \sqrt{2} v_{\alpha}$$

$$v_b = -\frac{1}{\sqrt{2}} v_{\alpha} + \sqrt{\frac{3}{2}} v_{\beta} \quad (E4.5)$$

$$v_c = -\frac{1}{\sqrt{2}} v_{\alpha} - \sqrt{\frac{3}{2}} v_{\beta}$$

E4.2. α - β ve d-q Arası Dönüşümler

Vektör kontrolünde α - β durağan eksenden senkron hızla dönen d-q eksenine ve d-q ekseninden α - β eksenine yapılan dönüşümler çok önemlidir. Zamanın bir fonksiyonu olan θ_e açısını sıfırdan farklı olduğunu varsayarak ve d-q eksenini α - β ekseninden bu açı kadar ilerde olduğunu kabul ederek, iki eksen arasındaki ilişkiler aşağıdaki gibidir.

$$v_d = v_\alpha \cos(\theta_e) + v_\beta \sin(\theta_e) \quad (E4.6)$$

$$v_q = -v_\alpha \sin(\theta_e) + v_\beta \cos(\theta_e)$$

$$v_\alpha = v_d \cos(\theta_e) - v_q \sin(\theta_e) \quad (E4.7)$$

$$v_\beta = v_d \sin(\theta_e) + v_q \cos(\theta_e)$$

E4.3. Kuvvet Denklemi Üzerindeki Etkiler

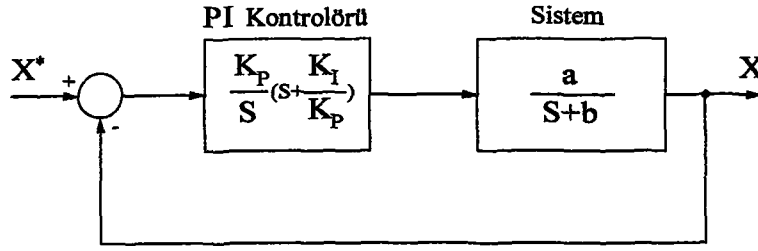
Bu çalışmada seçilen, üç faz ve 2 iki faz arasındaki dönüşümler iki faz değerleri ile rms değeri arasında (denklemler E4.2)) çok iyi ilişki meydana getirmektedir. Ancak, güç muhafazası yapmamaktadır; iki faz akımı ile gerilimin çarpımı, ilgili üç faz değerlerinin sadece üçte birini vermektedir. Bu nedenle, bu faktör moment denkleminde kompanse edilmesi gerekir. Lineer motorda momentle öteleme kuvveti arasındaki ilişkiden gidilerek, öteleme kuvveti denklemi aşağıdaki gibi olur.

$$F_x = 3 \frac{2}{P} \frac{\pi}{\tau} M \operatorname{Im} \{ I_1 I_2^* \} \quad (E4.8)$$

Ayrıca, bu denklem sadece çift kutup başı üretilen öteleme kuvvetini vermektedir. Bu nedenle, toplam öteleme kuvvetini bulmak için yukarıdaki denklem $P/2$ toplam çift kutup sayısı ile çarpılması gerekir.

EK-5: KONTROLÖR PARAMETRELERİNİN BULUNMASI

PI kontrolörü parametrelerinin bulunmasında, aşağıda verilen sistem göz önünde bulundurulacak olursa, K_P proportional ve K_I integral parametre değerlerinin bulunması için ilgili ifadeler türetilebilir.



Şekil E5.1. Kontrol döngüsü.

Şekildeki kontrol döngüsünün transfer ifadesi;

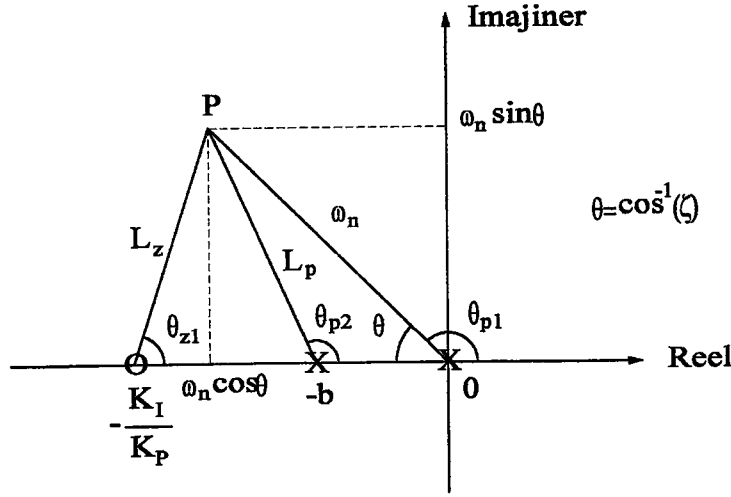
$$\frac{X}{X^*} = \frac{1}{Z} \frac{\omega_n^2 (S + Z)}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (\text{E5.1})$$

şeklindedir. Burada ω_n doğal frekansı, ξ sönüm faktörü ve Z sıfırının ifadeleri aşağıdaki gibidir.

$$\omega_n^2 = aK_I \quad ; \quad \xi = \frac{b + aK_P}{2\omega_n} \quad ; \quad Z = \frac{K_I}{K_P} \quad (\text{E5.2})$$

Oluşan sistemin kutup ve sıfırlarının kompleks düzlemdeki yerleşim biçimi şekildeki gibi ise, ve doğal frekans ile sönüm faktörü bilinen değerler olmak üzere, K_I ve K_P parametreleri kolaylıkla hesaplanabilmektedir.

$$\theta_{p1} = 180^\circ - \theta \quad ; \quad \theta_{p2} = 180^\circ - \tan^{-1} \left(\frac{\omega_n \sin \theta}{\omega_n \cos \theta - b} \right) \quad ; \quad \theta_{z1} = \theta_{p1} + \theta_{p2} - 180^\circ \quad (\text{E5.3})$$



Şekil E5.2. Kutup ve sıfırların kompleks düzlemde yerleşimi.

Kutup ve sıfırların açılarını denklem (E5.4) 'ten bulduktan sonra, aşağıda verilen ifadeyle K_I/K_P oranı bulunabilir.

$$\tan \theta_{z1} = \frac{\omega_n \sin \theta}{\frac{K_I}{K_P} - \omega_n \cos \theta} \quad (E5.4)$$

L_p ve L_z uzunlukları ise, şu şekilde bulunur.

$$L_p = \frac{\omega_n \sin \theta}{\sin \theta_{p2}} ; L_z = \frac{L_p \sin(180^\circ - \theta_{p2})}{\sin \theta_{z1}} \quad (E5.5)$$

Bulunan bu uzunluklar yardımıyla sistemin K kazancı ve buradan da K_P tespit edilir.

$$K = aK_P = \frac{L_p \omega_n}{L_z} \Rightarrow K_P = \frac{L_p \omega_n}{aL_z} \quad (E5.6)$$

K_P bulunduğundan sonra, denklem (E5.4) 'te yerine konularak K_I bulunabilir.

EK-6: LIMHX, MRX ve FVX PROGRAMLARI

E6.1. LIMHX Programı

```
function [sys,x0,str,ts] = time (t,x,u,flag)
switch flag,
case 0
[sys,x0,str,ts]= InitializeSizes;
case 3
sys=mdlOutputs(t,x,u);
case { 1, 2, 4, 9 }
sys=[];
otherwise
error(['Unhandled flag = ',num2str(flag)]);
end
function [sys,x0,str,ts] = InitializeSizes()
sizes = simsizes;
sizes.NumContStates = 0
sizes.NumDiscStates = 0
sizes.NumOutputs = -1
sizes.NumInputs = -1;
sizes.DirFeedthrough = 1
sizes.NumSampleTimes = 1
sys = simsizes(sizes);
str = [];
x0 = [];
ts = [-1 0];
function sys = mdlOutputs(t,x,u)
%BU PROGRAM BİR LINEER İNDUKSIYON
MOTORUNUNİMALATIYLA İLGİLİ GEREKLİ
BAZİ BİLGİLERLEBERABER VERİLEN
FREKANS,HIZ VE AKIM DEĞERLERİ İÇİN
MOTORA İLİSKİN PERFORMANS
HESAPLARINI YAPAR.
if u(4)==0
break
end
X=0;
MRE=0;
%DEMİR RELATIVE PERMABİLETESİNİN
BASLANGIC DEĞERİ
MRI = 1000;
%FREKANS (HERTZ)
F =u(2);
%PI SAYISI
PI = 3.141592654;
%ACISAL FREKANS (RADYAN/SANIYE)
W = 2 * PI * F;
%HAVANIN MAGNETİK İLETKENLİĞİ
(HENRY/METRE)
MU0 = 4 * PI * .0000001;
%DEMİRİN BASLANGIC PERMABİLİTESİ
MI = MRI * MU0;
%FAZ SAYISI
M = 3;
%CİFT KUTUP SAYISI
P = 2;
%NOMİNAL GİRİŞ AKIMI (AMPER)
```

```
I=u(3);
%FAZ BASI PRİMER SARIM SAYISI
N = 264;
%KUTUP ADIMI (POLE PITCH, METRE)
TAU = .135;
%BOBİN ADIMI (COIL PITCH, METRE)
WC = TAU;
%PRİMER ÇEKİRDEK ENİ
%(WIDTH OF PRIMARY STACK, METRE)
L = .13;
%HAVA ARALIĞI
%(MECHANICAL AIR GAP CLEARANCE,
METRE)
GM = .002;
%PRİMER AÇIK OYUK GENİSLİĞİ (OPEN SLOT
WIDTH, METRE)
OSW = .004;
%PRİMER OYUK GENİSLİĞİ (SLOT WIDTH,
METRE)
SW = .008;
%PRİMER DİS KALINLIĞI (TOOTH
THICKNESS, METRE)
TT = .006;
%PRİMER OYUK ADIMI VEYA DİS ADIMI
(SLOT PITCH OR TOOTH PITCH, METRE)
SP = .014;
TP = SP;
%SEKONDER ALUMİNYUM KAPLAMANIN
KALINLIĞI (THICKNESS OF ALUMINUM CAP,
METRE)
D = .012;
%SEKONDER ÇELİK ÇEKİRDEĞİNİN/NUVENİN
KALINLIĞI (THICKNESS OF BACK IRON,
METRE)
TBI = .006;
%SEKONDER ÇELİĞİNİN ENİ (SEKONDER
IRON WIDTH, METRE)
SIW = .23;
%SEKONDERDE ALUMİNYUM TASMA
%(2 TARAFLI), (OVERHANG, METRE)
HOV = .005;
%SEKONDER ALUMİNYUM KAPLAMANIN ENİ
%(WIDTH OF ALUMINUM CAP, METRE)
WOAC = .23;
%KUTUP BASIN A DÜŞEN FAZBASİ OYUK
SAYISI
%(NUMBER OF SLOTS PER POLE PER PHASE)
Q = 3;
%DEMİRİN VE ALUMİNYUMUN İLETKENLİĞİ
%(IRON AND ALUMINUM CONDUCTIVITIES,
SIEMENS/METRE)
SIGMI = 1250000;
SIGMA = SIGMI;
```

```

%NOMINAL HAVA ARALIGI
GO = GM;
%CARTER KATSAYISI'NIN HESAPLANMASI
KC1 = log(sqrt(1 + (OSW / (2 * GO)) ^ 2)) /
log(exp(1));
KC2 = OSW / (2 * GO) * atan(OSW / (2 * GO));
KC3 = 4 / PI * (KC2 - KC1);
KC = SP / (SP - KC2 * GO);
%PRIMER SARIM FAKTORUNUN
HESAPLANMASI
%(PRIMARY WINDING FACTOR)
KW1 = sin(PI / (2 * M));
KW2 = sin(PI * WC / (2 * TAU));
KW3 = Q * sin(PI / (2 * M * Q));
KW = KW1 * KW2 / KW3;
%WAVE NUMBER (1/METRE)
K = PI / TAU;
%HIZ VE SENKRON HIZ (METRE/SANIYE)
US = W / K;
if u(1) == 0
    V = u(1) + 1e-10;
elseif u(1) < 0
    V = abs(u(1));
else
    V = u(1);
end
S = (US - V) / US;
%HAVA ARALIGI SIZINTI FAKTORU
%AIR GAP LEAKAGE FACTOR
KL1 = exp(K * GO * KC) / 2;
KL2 = exp(-K * GO * KC) / 2;
KL3 = K * GO * KC;
KL = (KL1 - KL2) / KL3;
%AE NIN HESAPLANMASI
AE = L / 2 + GO / 2;
%DEMIR ICIN ENINE KENAR ETKISI
KATSAYISI
%TRANSVERSE EDGE EFFECT COEFFICIENT
FOR BACK IRON
KTI1 = exp(K * AE) / 2;
KTI2 = exp(-K * AE) / 2;
KTI3 = KTI1 - KTI2;
KTI4 = KTI1 + KTI2;
KTI5 = KTI3 / KTI4;
KTI6 = KTI5 / (K * AE);
KTI = 1 / (1 - KTI6);
%LEVHA ESDEGER AKIM YOGUNLUGUNUN
HESAPLANMASI
JM1 = sqrt(2) * M * N;
JM2 = I * KW;
JM3 = P * TAU;
JM = JM1 * JM2 / JM3;
while X <= S
    %PENETRASYON DERINLIGININ
    HESAPLANMASI
    %(DEPTH OF PENETRATION, METRE)
    MI = MRI * MU0;
    DELTAI1 = W * MI * S * SIGMI;
    DELTAI2 = (KTI * K ^ 2);
    DELTAI3 = .5 * atan(DELTAI1 / DELTAI2);
    DELTAI4 = cos(DELTAI3);
    DELTAI5 = (DELTAI1 / KTI) ^ 2;
    DELTAI6 = K ^ 4 + DELTAI5;
    DELTAI7 = (DELTAI6) ^ (1 / 4);

```

```

    DELTAI = DELTAI4 / DELTAI7;
    %DEMIR SATURASYON FAKTORUNUN
    HESAPLANMASI
    %SATURATION FACTOR OF BACK IRON
    KS1 = MI * DELTAI;
    KS2 = GO * KC * K ^ 2;
    KS = MU0 / (KS1 * KS2);
    %RAYDAKI DERI DERINLIGI (METRE)
    %SKIN DEPTH IN REACTION RAIL
    DS1 = W * MU0 * S * SIGMA;
    DS2 = K ^ 2;
    DS3 = cos(.5 * atan(DS1 / DS2));
    DS4 = K ^ 4;
    DS5 = (DS4 + DS1 ^ 2) ^ (1 / 4);
    DS = DS3 / DS5;
    %DERI ETKISI FAKTORUSKIN EFFECT
    FACTOR
    KSK1 = D / (2 * DS);
    KSK2 = exp(D / DS) / 2;
    KSK3 = exp(-D / DS) / 2;
    KSK4 = KSK2 - KSK3;
    KSK5 = KSK2 + KSK3;
    KSK6 = KSK4 + sin(D / DS);
    KSK7 = KSK5 - cos(D / DS);
    KSK = KSK1 * KSK6 / KSK7;
    %GR' NUN HESAPLANMASI
    GR1 = W * MU0 / K ^ 2;
    GR2 = SIGMA * D / (1 + KS);
    GR3 = GO * KC * KL;
    GR = GR1 * GR2 / GR3;
    %ALFANIN REEL DEGERI
    ALFRE1 = cos(.5 * atan(S * GR));
    ALFRE2 = K * (1 + (S * GR) ^ 2) ^ (1 / 4);
    ALFRE = ALFRE1 * ALFRE2;
    %ALFANIN IMAGINER DEGERI
    ALFIM1 = sin(.5 * atan(S * GR));
    ALFIM2 = K * (1 + (S * GR) ^ 2) ^ (1 / 4);
    ALFIM = ALFIM1 * ALFIM2;
    %TANH(K(C-AE)) NIN HESAPLANMASI
    TH1 = exp(K * (WOAC / 2 - AE));
    TH2 = exp(-K * (WOAC / 2 - AE));
    TH3 = (TH1 - TH2) / 2;
    TH4 = (TH1 + TH2) / 2;
    TH = TH3 / TH4;
    %TANH(ALFA*AE) NIN REEL VE IMAGINER
    DEGERLERI
    THA1 = exp(ALFRE * AE);
    THA2 = exp(-ALFRE * AE);
    THA3 = cos(ALFIM * AE);
    THA4 = sin(ALFIM * AE);
    THA5 = (THA1 - THA2) * THA3;
    THA6 = (THA1 + THA2) * THA4;
    THA7 = (THA1 + THA2) * THA3;
    THA8 = (THA1 - THA2) * THA4;
    THA9 = THA5 * THA7 + THA6 * THA8;
    THA10 = THA7 ^ 2 + THA8 ^ 2;
    THA11 = THA6 * THA7 - THA8 * THA5;
    THARE = THA9 / THA10;
    THAIM = THA11 / THA10;
    %KAREKOK(1+JSGR) NIN REEL VE IMAGINER
    DEGERLERI
    KGR1 = cos(.5 * atan(S * GR));
    KGR2 = sin(.5 * atan(S * GR));
    KGR3 = (1 + (S * GR) ^ 2) ^ (1 / 4);

```

KGRRE = KGR1 * KGR3;
 KGRIM = KGR2 * KGR3;
 %KAREKOK(1+JSGR) ILE TANH(ALFA*AE)
 NIN CARPIMI
 CGTH1 = KGRRE * THARE;
 CGTH2 = KGRIM * THAIM;
 CGTH3 = THAIM * KGRRE;
 CGTH4 = KGRIM * THARE;
 CGTHRE = CGTH1 - CGTH2;
 CGTHIM = CGTH3 + CGTH4;
 %YUKARIDAKI CARPIM SONUCUNUN
 TANH(K(C-AE)) ILE CARPIMI
 CTHRE = TH * CGTHRE;
 CTHIM = TH * CGTHIM;
 %LAMB DANIN REEL VE IMAGINER
 DEGERLERI
 LAM1 = 1 + CTHRE;
 LAM2 = LAM1 ^ 2 + CTHIM ^ 2;
 LAMRE = LAM1 / LAM2;
 LAMIM = -CTHIM / LAM2;
 %LAMB DANIN TANH(ALFA*AE) ILE
 CARPILMASI
 CLTHA1 = LAMRE * THARE;
 CLTHA2 = LAMIM * THAIM;
 CLTHA3 = LAMIM * THARE;
 CLTHA4 = LAMRE * THAIM;
 CLTHARE = CLTHA1 - CLTHA2;
 CLTHAIM = CLTHA3 + CLTHA4;
 %YUKARIDAKI CARPIM SONUCUNUN
 ALFAYA BOLUNMESI
 ACLT1 = CLTHARE * ALFRE;
 ACLT2 = CLTHAIM * ALFIM;
 ACLT3 = CLTHAIM * ALFRE;
 ACLT4 = CLTHARE * ALFIM;
 ACLT5 = ALFRE ^ 2 + ALFIM ^ 2;
 ACLTRE = (ACLT1 + ACLT2) / ACLT5;
 ACLTIM = (ACLT3 - ACLT4) / ACLT5;
 %YUKARIDAKI CARPIM SONUCUNUN SGR/AE
 ILE CARPILMASI
 SACL1 = S * GR / AE;
 SACL TRE = SACL1 * ACLTRE;
 SACL TIM = SACL1 * ACLTIM;
 %YUKARIDAKI SONUCUN (J+S*GR) ILE
 CARPILMASI
 SLT1 = S * GR * SACL TRE;
 SLT2 = S * GR * SACL TIM;
 SL TRE = SLT1 - SACL TRE;
 SL TIM = SLT2 + SACL TRE;
 %KX IN HESAPLANMASI
 KX = 1 + SL TRE;
 %(1.JSGR)*LAMBDA*TANH(ALFA*AE)/(ALFA*
 AE) NIN HESAPLANMASI
 STL1 = ACL TRE / AE;
 STL2 = S * GR * ACL TIM / AE;
 STL3 = ACL TIM / AE;
 STL4 = S * GR * ACL TRE / AE;
 STL RE = STL1 + STL2;
 STL IM = STL3 - STL4;
 %KR NIN HESAPLANMASI
 KR = 1 - STL RE;
 %KTR NIN HESAPLANMASI
 KTR1 = S ^ 2 * GR ^ 2;
 KTR2 = KR ^ 2 / KX ^ 2;
 KTR3 = KX ^ 2 / KR;

KTR4 = 1 + KTR1 * KTR2;
 KTR5 = 1 + KTR1;
 KTR = KTR3 * KTR4 / KTR5;
 %ALUMINYUM ICIN KMT, ENINE KENAR
 ETKISI KATSAYISI NIN HESABI
 %TRANVERSE EDGE EFFECT FOR ALUMINUM
 KMT = KR * KTR / KX;
 %KIRON DEMIR FACTORUNUN
 HESAPLANMASI
 KIRON1 = SIGMI / KTI;
 KIRON2 = DELTA I / D;
 KIRON3 = SIGMA / (KTR * KSK);
 KIRON = 1 + KIRON1 * KIRON2 / KIRON3;
 %ESDEGER HAVA ARALIGI GE NIN
 HESAPLANMASI
 GE1 = GO * KC * KL;
 GE2 = 1 + KS;
 GE = GE1 * GE2 / KMT;
 %ESDEGER SEKONDER ILETKENLIGI SIGMAE
 NIN HESAPLANMASI
 SIGME1 = SIGMA / KSK;
 SIGME2 = KIRON / KTR;
 SIGME = SIGME1 * SIGME2;
 %REALISTIK IYILIK FAKTORU BUYUK GE
 NIN HESAPLANMASI
 %REALISTIC GOODNESS FACTOR
 BGE1 = W / K ^ 2;
 BGE2 = MU0 * SIGME;
 BGE3 = D / GE;
 BGE = BGE1 * BGE2 * BGE3;
 %KONVANSIYONEL MAGNETIK AKI
 YOGUNLUGUNUN HESAPLANMASI
 %CONVENTIONAL AIRGAP DENSITY
 BGI1 = JM * MU0;
 BGI2 = GE * K;
 BGI3 = BGI2 * S * BGE;
 BGI4 = BGI1 * BGI3;
 BGI5 = BGI1 * BGI2;
 BGI6 = BGI2 ^ 2 + BGI3 ^ 2;
 BGIRE = BGI4 / BGI6;
 BGIM = BGI5 / BGI6;
 BGI = sqrt(BGIRE ^ 2 + BGIM ^ 2);
 %DEMIR YUZEYINDEKI MAGNETIK AKI
 YOGUNLUGUNUN HESAPLANMASI
 KPF = 1.2;
 BX = BGI * KPF / (DELTA I * K);
 if X = S
 %HAVA ARALIGI MAGNETIK ALAN
 PROPOGASYON SABITLERI
 %AIRGAP FIELD PROPAGATION CONSTANTS
 KB11 = 16 / BGE ^ 2;
 KB12 = 1 / (1 - S) ^ 4;
 KB1 = sqrt(1 + KB11 * KB12);
 %GAMA1 NIN HESABI
 GAMA11 = BGE * (1 - S) / 2;
 GAMA12 = sqrt((KB1 + 1) / 2) + 1;
 GAMA13 = sqrt((KB1 - 1) / 2);
 GAMA1RE = GAMA11 * GAMA12;
 GAMA1IM = GAMA11 * GAMA13;
 MODGAMA1 = sqrt(GAMA1RE ^ 2 + GAMA1IM
 ^ 2);
 %GAMA2 NIN HESABI
 GAMA21 = -BGE * (1 - S) / 2;
 GAMA22 = sqrt((KB1 + 1) / 2) - 1;


```

GAMA23 = sqrt((KB1 - 1) / 2);
GAMA2RE = GAMA21 * GAMA22;
GAMA2IM = GAMA21 * GAMA23;
MODGAMA2 = sqrt(GAMA2RE ^ 2 + GAMA2IM
^ 2);
%BN,NORMAL MAGNETİK ALAN SİDDETİ NİN
HESAPLANMASI
BNRE = BGRE / MU0;
BNIM = BGIM / MU0;
MODBN = sqrt(BNRE ^ 2 + BNIM ^ 2);
%GAMA2 NİN S*GE İLE TOPLANMASI
A1GRE = GAMA2RE + S * BGE;
A1GIM = GAMA2IM;
%YUKARIDAKI SONUCUN BN İLE
CARPILMASI
A2G1 = BNRE * A1GRE;
A2G2 = BNIM * A1GIM;
A2G3 = BNRE * A1GIM;
A2G4 = BNIM * A1GRE;
A2GRE = A2G1 - A2G2;
A2GIM = A2G3 + A2G4;
%YUKARIDAKI SONUCUN (-1) İLE CARPIMI
A3GRE = -A2GRE;
A3GIM = -A2GIM;
%GAMA2 DEN GAMA1 İN ÇIKARILMASI
A4GRE = GAMA2RE - GAMA1RE;
A4GIM = GAMA2IM - GAMA1IM;
%A1 İN HESAPLANMASI
A11 = A3GRE * A4GRE;
A12 = A3GIM * A4GIM;
A13 = A3GIM * A4GRE;
A14 = A3GRE * A4GIM;
A15 = A11 + A12;
A16 = A13 - A14;
A17 = A4GRE ^ 2 + A4GIM ^ 2;
A1RE = A15 / A17;
A1IM = A16 / A17;
MODA1 = sqrt(A1RE ^ 2 + A1IM ^ 2);
%GAMA1 İN S*GE İLE TOPLANMASI
A5GRE = GAMA1RE + S * BGE;
A5GIM = GAMA1IM;
%YUKARIDAKI SONUCUN BN İLE CARPIMI
A6G1 = BNRE * A5GRE;
A6G2 = BNIM * A5GIM;
A6G3 = BNRE * A5GIM;
A6G4 = BNIM * A5GRE;
A6GRE = A6G1 - A6G2;
A6GIM = A6G3 + A6G4;
%A2 NİN HESAPLANMASI
A21 = A6GRE * A4GRE;
A22 = A6GIM * A4GIM;
A23 = A6GIM * A4GRE;
A24 = A6GRE * A4GIM;
A25 = A21 + A22;
A26 = A23 - A24;
A27 = A4GRE ^ 2 + A4GIM ^ 2;
A2RE = A25 / A27;
A2IM = A26 / A27;
MODA2 = sqrt(A2RE ^ 2 + A2IM ^ 2);
%İN NİN HESAPLANMASI
A7G1 = -S * BGE * JM / GE;
A7G2 = S * BGE;
A7G3 = A7G1 * A7G2;
A7G4 = 1 + A7G2 ^ 2;

```

```

İNRE = A7G3 / A7G4;
İNİM = A7G1 / A7G4;
MODİN = sqrt(INRE ^ 2 + INİM ^ 2);
%PRİMER AKTİF UZUNLUGU
%LENGTH OF ACTIVE REGION (METRE)
PT2 = 2 * P * TAU;
%GAMA2 ESLENİGİNİN HESABI
GAMA2REE = GAMA2RE;
GAMA2IME = -GAMA2IM;
%A2 ESLENİGİNİN HESABI
A2REE = A2RE;
A2IME = -A2IM;
%BN ESLENİGİNİN HESABI
BNREE = BNRE;
BNIME = -BNIM;
%A0 KATSAYISININ HESAPLANMASI
A0R1 = exp(-K * PT2 * GAMA1RE);
A0R2 = A1RE * cos(K * PT2 * GAMA1IM);
A0R3 = A1IM * sin(K * PT2 * GAMA1IM);
A0R4 = A2RE + BNRE;
A0RE = A0R1 * (A0R2 + A0R3) + A0R4;
A0I1 = exp(-K * PT2 * GAMA1RE);
A0I2 = A1IM * cos(K * PT2 * GAMA1IM);
A0I3 = A1RE * sin(K * PT2 * GAMA1IM);
A0I4 = A2IM + BNIM;
A0IM = A0I1 * (A0I2 - A0I3) + A0I4;
%A3 KATSAYISININ HESAPLANMASI
A3R1 = A1RE + BNRE;
A3R2 = exp(K * PT2 * GAMA2RE);
A3R3 = A2RE * cos(K * PT2 * GAMA2IM);
A3R4 = A2IM * sin(K * PT2 * GAMA2IM);
A3RE = A3R1 + A3R2 * (A3R3 - A3R4);
A3I1 = A1IM + BNIM;
A3I2 = exp(K * PT2 * GAMA2RE);
A3I3 = A2IM * cos(K * PT2 * GAMA2IM);
A3I4 = A2RE * sin(K * PT2 * GAMA2IM);
A3IM = A3I1 + A3I2 * (A3I3 + A3I4);
%K*PT2*GAMA2ESLENİK İN HESABI
FX1RE = K * PT2 * GAMA2REE;
FX1IM = K * PT2 * GAMA2IME;
%[exp(FX1RE+JFX1IM)-1] İN HESABI
FX2RE = exp(FX1RE) * cos(FX1IM) - 1;
FX2IM = exp(FX1RE) * sin(FX1IM);
%[GAMA2ESLENİK-J] NİN HESABI
FX3RE = GAMA2REE;
FX3IM = GAMA2IME - 1;
%BİR ÖNCEKİ 2 İSLEMİN ORANI
FX41 = FX2RE * FX3RE;
FX42 = FX2IM * FX3IM;
FX43 = FX2RE * FX3IM;
FX44 = FX2RE * FX3IM;
FX45 = FX41 + FX42;
FX46 = FX43 - FX44;
FX47 = FX3RE ^ 2 + FX3IM ^ 2;
FX4RE = FX45 / FX47;
FX4IM = FX46 / FX47;
%YUKARIDAKI İSLEM SONUCUNUN
A2ESLENİK İLE CARPIMI
FX51 = FX4RE * A2REE;
FX52 = FX4IM * A2IME;
FX53 = FX4RE * A2IME;
FX54 = FX4IM * A2REE;
FX5RE = FX51 - FX52;
FX5IM = FX53 + FX54;

```

```

%BNESLENİK İN (K*PT2) İLE CARPIMI
FX6RE = K * PT2 * BNREE;
FX6İM = K * PT2 * BNİME;
%YUKARIDAKI SONUCUN (FX5RE+JFX5İM)
İLE TOPLANMASI
FX7RE = FX5RE + FX6RE;
FX7İM = FX5İM + FX6İM;
%FXOT OTELEME KUVVETİNİN
HESAPLANMASI
FX81 = JM * AE * MU0 / K;
FXOT = FX81 * FX7RE;
%FRENLEME KUVVETİNİN HESABI
%[exp(K*2*Re(GAMA2)*PT2)-1] NİN
HESABI
F2F11 = exp(2 * K * GAMA2RE * PT2) - 1;
%2*Re(GAMA2) NİN HESABI
F2F12 = 2 * GAMA2RE;
%BİR ONCEKİ İFADENİN YUKARIDAKI
İFADEYE ORANI
F2F13 = F2F11 / F2F12;
%YUKARIDAKI İFADENİN MUTLAK A2
KARE İLE CARPIMI
F2F14 = F2F13 * MODA2 ^ 2;
%YUKARIDAKI SONUCUN GAMA2 İLE
CARPIMI
F2F1RE = F2F14 * GAMA2RE;
F2F1İM = F2F14 * GAMA2İM;
%[exp(K*GAMA2*PT2)-1] NİN HESABI
F2F21 = K * PT2 * GAMA2RE;
F2F22 = K * PT2 * GAMA2İM;
F2F2RE = exp(F2F21) * cos(F2F22) - 1;
F2F2İM = exp(F2F21) * sin(F2F22);
%YUKARIDAKI SONUCUN ESLENİK BN
İLE CARPIMI
F2F31 = F2F2RE * BNREE;
F2F32 = F2F2RE * BNİME;
F2F33 = F2F2İM * BNREE;
F2F34 = F2F2İM * BNİME;
F2F3RE = F2F31 - F2F34;
F2F3İM = F2F32 + F2F33;
%YUKARIDAKI SONUCUN A2 İLE
CARPIMI
F2F41 = F2F3RE * A2RE;
F2F42 = F2F3RE * A2İM;
F2F43 = F2F3İM * A2RE;
F2F44 = F2F3İM * A2İM;
F2F4RE = F2F41 - F2F44;
F2F4İM = F2F42 + F2F43;
%YUKARIDAKI SONUCUN GAMA2 İLE
CARPIMI
F2F51 = F2F4RE * GAMA2RE;
F2F52 = F2F4RE * GAMA2İM;
F2F53 = F2F4İM * GAMA2RE;
F2F54 = F2F4İM * GAMA2İM;
F2F5RE = F2F51 - F2F54;
F2F5İM = F2F52 + F2F53;
%(GAMA2+J) NİN HESABI
F2F6RE = GAMA2RE;
F2F6İM = GAMA2İM + 1;
%BİR ONCEKİ SONUCUN YUKARIDAKI
SONUCA ORANI
F2F71 = F2F5RE * F2F6RE;
F2F72 = F2F5RE * F2F6İM;

```

```

F2F73 = F2F5İM * F2F6RE;
F2F74 = F2F5İM * F2F6İM;
F2F75 = F2F6RE ^ 2 + F2F6İM ^ 2;
F2F7RE = (F2F71 + F2F74) / F2F75;
F2F7İM = (F2F73 - F2F72) / F2F75;
%[exp(K*PT2*ESLENİK GAMA2)-1] NİN
HESABI
F2F81 = K * PT2 * GAMA2REE;
F2F82 = K * PT2 * GAMA2İME;
F2F8RE = exp(F2F81) * cos(F2F82) - 1;
F2F8İM = exp(F2F81) * sin(F2F82);
%YUKARIDAKI SONUCUN ESLENİK A2
İLE CARPIMI
F2F91 = F2F8RE * A2REE;
F2F92 = F2F8RE * A2İME;
F2F93 = F2F8İM * A2REE;
F2F94 = F2F8İM * A2İME;
F2F9RE = F2F91 - F2F94;
F2F9İM = F2F92 + F2F93;
%YUKARIDAKI SONUCUN BN İLE
CARPIMI
F2F101 = F2F9RE * BNRE;
F2F102 = F2F9RE * BNİM;
F2F103 = F2F9İM * BNRE;
F2F104 = F2F9İM * BNİM;
F2F10RE = F2F101 - F2F104;
F2F10İM = F2F102 + F2F103;
%YUKARIDAKI SONUCUN (-J) İLE
CARPIMI
F2F11RE = F2F10İM;
F2F11İM = -F2F10RE;
%[ESLENİK GAMA2 - J] NİN HESABI
F2F12RE = GAMA2REE;
F2F12İM = GAMA2İME - 1;
%BİR ONCEKİ SONUCUN YUKARIDAKI
SONUCA ORANI
F2F131 = F2F11RE * F2F12RE;
F2F132 = F2F11RE * F2F12İM;
F2F133 = F2F11İM * F2F12RE;
F2F134 = F2F11İM * F2F12İM;
F2F135 = F2F12RE ^ 2 + F2F12İM ^ 2;
F2F13RE = (F2F131 + F2F134) / F2F135;
F2F13İM = (F2F133 - F2F132) / F2F135;
%[MUTLAK BN KARE *K*PT2*(-J)] NİN
HESABI
F2F14RE = 0;
F2F14İM = -K * PT2 * MODBN ^ 2;

%FRENLEME KUVVETİNİN İCİN YAPILAN
İSLEMLERİN
%REEL VE İMAJİNER KISIMLARININ
HESABI
F2F151 = F2F1RE + F2F7RE;
F2F152 = F2F13RE + F2F14RE;
F2F153 = F2F1İM + F2F7İM;
F2F154 = F2F13İM + F2F14İM;
F2F15RE = F2F151 + F2F152;
F2F15İM = F2F153 + F2F154;
%FRENLEME KUVVETİ
F2FR = AE * MU0 * GE * F2F15RE;
%NET KUVVETİN HESABI
FX = abs(F2FR - FXOT);

```

%PM, TOPLAM ELEKTROMAGNETİK GUCUN
HESABI

%PM, TOTAL ELECTROMAGNETIC POWER
(WATT)

$PMX1 = (1 - S) * W / K;$

$PM = FX * PMX1;$

%[FX5RE+JFX5IM] IN BN İLE CARPIMI

$WM1X1 = FX5RE * BNRE;$

$WM1X2 = FX5IM * BNIM;$

$WM1X3 = FX5IM * BNRE;$

$WM1X4 = FX5RE * BNIM;$

$WM1XRE = WM1X1 - WM1X2;$

$WM1XIM = WM1X3 + WM1X4;$

%[K*PT2*GAMA2ESLENİK] IN HESABI

$WM2XRE = K * PT2 * GAMA2RE;$

$WM2XIM = K * PT2 * GAMA2IM;$

%[exp(WM2XRE+JWM2XIM)-1] IN HESABI

$WM3XRE = \exp(WM2XRE) * \cos(WM2XIM) - 1;$

$WM3XIM = \exp(WM2XRE) * \sin(WM2XIM);$

%[GAMA2+J] NIN HESABI

$WM4XRE = GAMA2RE;$

$WM4XIM = GAMA2IM + 1;$

%BİR ONCEKİ 2 İSLEMIN ORANI

$WM5X1 = WM3XRE * WM4XRE;$

$WM5X2 = WM3XIM * WM4XIM;$

$WM5X3 = WM3XIM * WM4XRE;$

$WM5X4 = WM3XRE * WM4XIM;$

$WM5X5 = WM5X1 + WM5X2;$

$WM5X6 = WM5X3 - WM5X4;$

$WM5X7 = WM4XRE ^ 2 + WM4XIM ^ 2;$

$WM5XRE = WM5X5 / WM5X7;$

$WM5XIM = WM5X6 / WM5X7;$

%YUKARIDAKİ SONUCUN A2 İLE CARPIMI

$WM6X1 = WM5XRE * A2RE;$

$WM6X2 = WM5XIM * A2IM;$

$WM6X3 = WM5XRE * A2IM;$

$WM6X4 = WM5XIM * A2RE;$

$WM6XRE = WM6X1 - WM6X2;$

$WM6XIM = WM6X3 + WM6X4;$

%YUKARIDAKİ SONUCUN BNESLENİK İLE
CARPIMI

$WM7X1 = WM6XRE * BNREE;$

$WM7X2 = WM6XIM * BNIME;$

$WM7X3 = WM6XRE * BNIME;$

$WM7X4 = WM6XIM * BNREE;$

$WM7XRE = WM7X1 - WM7X2;$

$WM7XIM = WM7X3 + WM7X4;$

%YUKARIDAKİ SONUCUN

[WM1XRE+JWM1XIM] İLE TOPLANMASI

$WM8XRE = WM1XRE + WM7XRE;$

$WM8XIM = WM1XIM + WM7XIM;$

%[K*PT2*MUTLAKBN KARE] HESABI

$WM9X = K * PT2 * MODBN ^ 2;$

%YUKARIDAKİ İSLEM SONUCUNUN WM8XRE
İLE TOPLANMASI

$WM10X = WM9X + WM8XRE;$

%[exp(2*K*PT2*GAMA2RE)-1]/(2*GAMA2RE)
İN HESAPLANMASI

$WM11X = \exp(2 * K * PT2 * GAMA2RE) - 1;$

$WM12X = 2 * GAMA2RE;$

$WM13X = WM11X / WM12X;$

%YUKARIDAKİ SONUCUN MUTLAK A2 KARE
İLE CARPIMI

$WM14X = WM13X * MODA2 ^ 2;$

%YUKARIDAKİ SONUCUN WM10X İLE
TOPLAMI

$WM15X = WM14X + WM10X;$

%WM,ELEKTROMAGNETİK ENERJİNİN
HESABI

%ELECTROMAGNETIN ENERGY (JOULE)

$WM16X = AE * GE * MU0 / K;$

$WM = WM16X * WM15X;$

%GAMA2ESLENİK İLE İN NİN CARPIMI

$P2X11 = GAMA2REE * INRE;$

$P2X12 = GAMA2IME * INIM;$

$P2X13 = GAMA2REE * INIM;$

$P2X14 = GAMA2IME * INRE;$

$P2X1RE = P2X11 - P2X12;$

$P2X1IM = P2X13 + P2X14;$

%İNESLENİK HESABI

$INREE = INRE;$

$INIME = -INIM;$

%GAMA2 İLE İNESLENİK İN CARPIMI

$P2X21 = GAMA2RE * INREE;$

$P2X22 = GAMA2IM * INIME;$

$P2X23 = GAMA2RE * INIME;$

$P2X24 = GAMA2IM * INREE;$

$P2X2RE = P2X21 - P2X22;$

$P2X2IM = P2X23 + P2X24;$

%YUKARIDAKİ SONUCUN

(WM6XRE+JWM6XIM) İLE CARPIMI

$P2X31 = P2X2RE * WM6XRE;$

$P2X32 = P2X2IM * WM6XIM;$

$P2X33 = P2X2RE * WM6XIM;$

$P2X34 = P2X2IM * WM6XRE;$

$P2X3RE = P2X31 - P2X32;$

$P2X3IM = P2X33 + P2X34;$

%GAMA2ESLENİK*İN İLE (FX5RE+JFX5IM) İN
CARPIMI

$P2X41 = P2X1RE * FX5RE;$

$P2X42 = P2X1IM * FX5IM;$

$P2X43 = P2X1RE * FX5IM;$

$P2X44 = P2X1IM * FX5RE;$

$P2X4RE = P2X41 - P2X42;$

$P2X4IM = P2X43 + P2X44;$

%BİR ONCEKİ İKİ İSLEMIN REEL

KISIMLARININ

%TOPLANMASI VE K İLE CARPIMI

$P2X5 = (P2X3RE + P2X4RE) * K;$

%MUTLAK İN KARE *K*PT2

$P2X6 = K * PT2 * MODIN ^ 2;$

%[P2X6+P2X5] TOPLAMI

$P2X7 = P2X6 + P2X5;$

%[WM13X] İN [K^2*MODGAMA2^2*MODA2^2]
İLE CARPIMI

$P2X8 = K ^ 2 * MODGAMA2 ^ 2 * MODA2 ^ 2;$

$P2X9 = P2X8 * WM13X;$

%P2 NİN HESAPLANMASI

$P2X10 = GE ^ 2 * AE / D;$

$P2X11 = 1 / (SIGME * K);$

$P2X12 = P2X9 + P2X7;$

$PEDDY = P2X10 * P2X11 * P2X12;$

$PHIZT = KHIZT * (2 * AE * D * PT2) * (S * F) *
BX ^ 2;$

$P2 = PEDDY + PHIZT;$

%[WM6XRE+JWM6XIM] NİN GAMA2 İLE
CARPIMI

```

XFN11 = WM6XRE * GAMA2RE;
XFN12 = WM6XIM * GAMA2IM;
XFN13 = WM6XRE * GAMA2IM;
XFN14 = WM6XIM * GAMA2RE;
XFN1RE = XFN11 - XFN12;
XFN1IM = XFN13 + XFN14;
%IN*PT2 SONUCU
XFN2RE = PT2 * INRE;
XFN2IM = PT2 * INIM;
%YUKARIDAKI SONUCLARIN TOPLAMI
XFN3RE = XFN1RE + XFN2RE;
XFN3IM = XFN1IM + XFN2IM;
%FN (NORMAL KUVVET) NIN HESABI
XFN4 = WM / GE;
XFN5 = MU0 * JM * AE * GE;
XFN6 = abs(XFN3RE);
XFN = XFN4 - XFN5 * XFN6;
%ROTOR REAKTIF GUCUNUN HESABI (VAR)
Q2 = 2 * W * WM;
Y = Q2 / (P2 + PM);
%PRIMERE INDIRGENMIS ROTOR KAYIP
DIRENCI
%I^2*R-LOSS PRODUCING RESISTANCE
(OHM)
R2USTU1 = P2 / (3 * I ^ 2);
R2USTU2 = (1 + Y ^ 2);
R2USTU = R2USTU1 * R2USTU2*u(4);
%MEKANİK GUCU TEMSİL EDEN DIRENC
%MECHANICAL POWER PRODUCING
RESISTANCE (OHM)
RMUSTU1 = PM / (3 * I ^ 2);
RMUSTU2 = (1 + Y ^ 2);
RMUSTU = RMUSTU1 * RMUSTU2;
%MIKNATISLANMA INDUKTANSININ HESABI
%MAGNETIZING INDUCTANCE (HENRY)
MUSTU1 = 2 * WM / (3 * I ^ 2);
MUSTU2 = 1 + 1 / Y ^ 2;
MUSTU = MUSTU1 * MUSTU2*u(4);
%KFX IN HESABI
KFX = FX * US / (P2 + PM)*u(4);
%KOSFİ2 NIN HESABI
KOSFİ2 = 1 / sqrt(1 + Q2 ^ 2 / (P2 + PM) ^ 2);
%VERİM HESABI
ETA2 = 1 / (1 + P2 / PM);
sys=[V,MUSTU,R2USTU,KFX];
break
end
%UNDER-RELAXATION İLE GERCEK MR NIN
BULUNMASI
[BX,MRE]=BH1(BX,MRE);
if ((MRI - MRE) / MRI) <= .001
    MRI = MRE;
    X = S;
else
    MRI = MRI + .1 * (MRE - MRI);
end
end

```

E6.2. MRX Programı

```

% BU PROGRAM MIKNATISLANMA
EGRISINDEN
% GIRILEN B,MAGNETİK AKI YOGUNLUGU
DEGERINE KARSILIK
% GELEN RELATIVE PERMABİLİTEYİ BULUR
function [BX,MRE]=BH(BX,MRE)
fid=load('b-h.dat');
H=fid(:,1);
B=fid(:,2);
BX = .9 * BX;
PI = 3.141592654;
MU0 = 4 * PI * .0000001;
for I = 1 : 461 ,
if BX < .005 & BX >= 0
    BX = 0;
    HX = 0;
    MRE = 1000;
    break
end
if BX == B(I)
    BX = B(I);
    HX = H(I);
    MRE = BX / (HX * MU0);
    break
end
if BX > 2.2
    BX = 2.2;
    HX = 135000;
    MRE = BX / (HX * MU0);
    break
end
if BX > B(I) & BX < B(I + 1)
    MH = (H(I + 1) - H(I)) / (B(I + 1) - B(I));
    NH = H(I) - MH * B(I);
    HX = BX * MH + NH;
    MRE = BX / (HX * MU0);
    break
end
end
end

```

E6.3. FVX Programı

```

OPEN
"D:\HUSBAS\LIMM99\HOCALIM\TEOR\50HZ\R
2.DAT" FOR INPUT AS #1
OPEN
"D:\HUSBAS\LIMM99\HOCALIM\TEOR\50HZ\R
M.DAT" FOR INPUT AS #2
OPEN
"D:\HUSBAS\LIMM99\HOCALIM\TEOR\50HZ\M
.DAT" FOR INPUT AS #3
OPEN
"D:\HUSBAS\LIMM99\HOCALIM\TEOR\50HZ\F
XST.DAT" FOR OUTPUT AS #4
OPEN
"D:\HUSBAS\LIMM99\HOCALIM\TEOR\50HZ\E
TAST.DAT" FOR OUTPUT AS #5
OPEN
"D:\HUSBAS\LIMM99\HOCALIM\TEOR\50HZ\K
OSFST.DAT" FOR OUTPUT AS #6
OPEN
"D:\HUSBAS\LIMM99\HOCALIM\TEOR\50HZ\I
LMST.DAT" FOR OUTPUT AS #7
REM F-V EGRISININ ELDE EDILMESİ
CLS
DIM R2(99): DIM RM(99)
DIM M(99): DIM H(99)
V = 213
F = 50
RS = 5
RFE = 10000000
PI = 3.141592654#
LS = 7 / (2 * PI * 50)
LR = 6 / (2 * PI * 50)
TAU = .135
W = 2 * PI * F
XLS = W * LS
XLR = W * LR
Z1R = RS
Z1I = XLS
Z3I = XLR
K = PI / TAU
US = W / K
REM R2 NİN OKUNMASI
FOR I = 0 TO 98
INPUT #1, H(I), R2(I)
NEXT
REM RM NİN OKUNMASI
FOR I = 0 TO 98
INPUT #2, H(I), RM(I)
NEXT
REM M NİN OKUNMASI
FOR I = 0 TO 98
INPUT #3, H(I), M(I)
NEXT
I = 0
FOR S = .99 TO .01 STEP -.01
U = US * (1 - S)
REM XM,R2, RM NİN HESABI
XM = W * M(I)
R2 = R2(I)
RM = RM(I)
Z2R = XM ^ 2 * RFE / (RFE ^ 2 + XM ^ 2)
Z2I = RFE ^ 2 * XM / (RFE ^ 2 + XM ^ 2)

```

```

Z3R = R2 + RM
REM DELTANIN HESABI
DR = (Z1R + Z2R) * (Z2R + Z3R) - (Z1I + Z2I) *
(Z2I + Z3I) - (Z2R ^ 2 - Z2I ^ 2)
DI = (Z1R + Z2R) * (Z2I + Z3I) + (Z1I + Z2I) *
(Z2R + Z3R) - (Z2R * Z2I + Z2I * Z2R)
REM ISS VE IR AKIMLARININ HESABI
ISS = V * SQR((Z2R + Z3R) ^ 2 + (Z2I + Z3I) ^ 2) /
SQR(DR ^ 2 + DI ^ 2)
IR = V * SQR(Z2R ^ 2 + Z2I ^ 2) / SQR(DR ^ 2 +
DI ^ 2)
REM GUC FAKTORUNUN HESABI
GF = COS(ATN((Z2I + Z3I) / (Z2R + Z3R)) -
ATN(DI / DR))
REM GIRIS GUCUNUN HESABI
PG = V * ISS * GF
REM CIKIS GUCUNUN HESABI
PC = IR ^ 2 * RM
REM VERIM HESABI
ETA = 100 * PC / PG
REM OTELEME KUVVETİNİN HESABI
FX = PC / U
WRITE #4, U, FX
WRITE #5, U, ETA
WRITE #6, U, GF
WRITE #7, U, ISS
I = I + 1
NEXT
CLOSE #1
CLOSE #2
CLOSE #3
CLOSE #4
CLOSE #5
CLOSE #6
CLOSE #7
END

```